NUMERO **8** LIRE 500

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43
Telefono 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Milano - Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

NOVA - Milano
C. P.ta Nuova, 48 - Tel. 650860-664938
Televisori - Radio

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

WUNDERSEN
Via Madonna dello Schioppo. 38
CESENA (Forlì)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 a - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITA' DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettronica.
Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.
Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm, rilegato in tela Lire 6.800

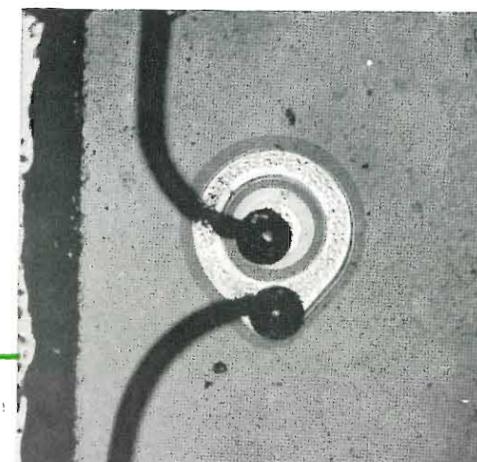
TRANSISTOR NPN AL SILICIO PLANARI EPITASSIALI PHILIPS PER L'IMPIEGO IN BF

BC 107 — **BASSA CORRENTE DI DISPERSIONE**
($I_{CBO} \approx 1$ nA a 25 °C)

BC 108 — **ELEVATA AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE**
anche nel caso di bassi valori di corrente di collettore

BC 109 — **CIFRA DI RUMORE MOLTO BASSA**
bassa tensione di saturazione del collettore dovuta alla tecnica epitassiale

Impieghi: BC 107 e BC 108 negli stadi preamplificatori e pilota, BC 109 particolarmente indicato per l'impiego negli stadi preamplificatori a basso rumore.

Dati tecnici			BC 107	BC 108	BC 109
	V_{CEO}	=	max. 45	20	20 V
	I_C	=	max. 100	100	100 mA
Tensione di saturazione del collettore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1$ mA:	V_{CEsat}	=	100	100	100 mV
Amplificazione di corrente (segnali deboli) $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 2$ mA, f = 1 kHz:	h_{fe}	=	125...500	125...500	240...900
Frequenza di transizione $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 10$ mA:	f_T	=	250	250	300 MHz
Cifra di rumore $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 0,2$ mA, $R_S = 2$ kΩ, f = 1 kHz, B = 200 Hz:	F	≦	4,5	4,5	dB
Cifra di rumore $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 0,2$ mA, $R_S = 2$ kΩ, f = 30... 15.000 Hz:	F	≦			4 dB

PHILIPS S.p.A. - Milano

Reparto Elettronica
P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)

LA PERFEZIONE NON VA AFFIDATA AL CASO... ESSA DERIVA DA UNA BUONA SCELTA

Non essendo possibile che un'unica testina soddisfi le esigenze ed i gusti di chiunque, è consigliabile scegliere nella vasta gamma della produzione Shure Stereo Dynetic la testina che maggiormente si adatta alle esigenze individuali.

RISPETTO ALLA QUALITÀ DI RESA - Per prima cosa, è utile ascoltare. Esistono sottilissime sfumature di tonalità che non possono essere descritte, e nemmeno espresse con aridi dati tecnici, anche se possono rendere più piacevole l'ascolto.

NEI CONFRONTI DELL'APPARECCHIO DI CUI DISPONETE - E' bene valutare innanzitutto la pressione esercitata sul disco dal braccio del giradischi. Si rammenti inoltre che la testina costituisce — di solito — la parte meno costosa di un impianto, anche se — in ultima analisi — da essa soprattutto dipende il risultato ottenuto. Un' inutile economia, sotto questo aspetto, non può che compromettere le qualità di un impianto di riproduzione.

DAL PUNTO DI VISTA DELLA SPESA - Le testine Shure sono disponibili nella più completa gamma di prezzi. Esse inoltre presentano tutte le tipiche qualità e le note prerogative della Shure. Persino la più economica ha riscosso la più incondizionata approvazione.

SICUREZZA E ROBUSTEZZA

Mod. M44-C

E' una testina eccezionalmente robusta, che può seguire il solco con pressione fino a 5 grammi. E' l'ideale per i giradischi di vecchio tipo, a forte pressione, oppure per i casi in cui l'impianto sia a portata di mano di bambini o di inesperti. La puntina rientrante impedisce di arrecare danni al disco. Angolazione di 15° per ottenere una minima distorsione di intermodulazione ed armonica. Riproduzione altamente musicale.

UN MODELLO ECONOMICO

Serie M44

Qualità ineccepibile a basso costo. La angolazione di 15° si adatta allo standard delle più importanti case discografiche. Distorsione armonica e di intermodulazione particolarmente ridotte... eccellente separazione dei canali, col risultato di un perfetto funzionamento stereo. Puntina rientrante antigraffio. Modello M44-5 con stilo da 0,0005" per pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi. Modello M44-7 con stilo da 0,0007", per pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi.

I PREGI PIÚ AUSPICABILI

M55E

Puntina ellittica, con angolazione a 15°

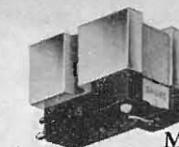
Prestazioni professionali con costo limitato. Può essere paragonata all'ineguagliabile modello Shure V-15, ad eccezione del fatto che viene prodotta in base alle caratteristiche standard di controllo Shure, ed a normali procedimenti di fabbricazione. Particolarmente esente da distorsione armonica, di intermodulazione e di attrito. Apporta un notevole miglioramento qualitativo agli impianti sonori sia mono che stereofonici. Più efficiente del modello M44 (se la pressione è di 1,5 grammi o inferiore), con stilo N55E.

TESTINA OSCILLANTE

Mod. M80E GARD-A-MATIC

Con puntina ellittica

Funzionamento anti-salto ed anti-graffio, per giradischi automatici della serie Garrard Lab 80 ed A70. Particolarmente utile nelle applicazioni in cui le vibrazioni meccaniche del pavimento costituiscono un inconveniente. Montaggio nel braccio mediante sospensioni a molla. Un dispositivo di sicurezza esclusivo determina il rientro della puntina e della cartuccia, quando la pressione supera il valore di 1,5 grammi... evitando così i graffi sul disco ed i danni alla stessa puntina.

L'ULTIMA NOVITÀ

Mod. V-15

Con puntina ellittica bi-radiale

Per l'amatore più esigente, che desidera il meglio indipendentemente dal costo. Riduce più di qualsiasi altro modello precedente il logorio del solco, nonché le forme di distorsione armonica e di intermodulazione. Angolazione a 15°, e funzionamento anti-graffio. Costruita in osservanza alle ben note norme di collaudo Shure... realizzata interamente a mano; ogni singola unità viene collaudata individualmente. Costituisce una categoria a sé stante tra le testine di lettura per dischi sia mono che stereofonici. Adatta all'impiego su giradischi normali o automatici, con pressione della testina compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi.

LA PIÚ VENDUTA

Mod. M3D

Nei casi in cui il costo riveste una maggiore importanza, la testina M3D consente la riproduzione più fedele e realistica, dal costo più limitato. La cartuccia è del tipo Shure Stereo Dynetic, con i suoi ben noti pregi, e adatta a quasi tutte le applicazioni. Può funzionare con pressioni comprese tra 3 e 6 grammi, e si presta al montaggio su qualsiasi cambia-dischi automatico.

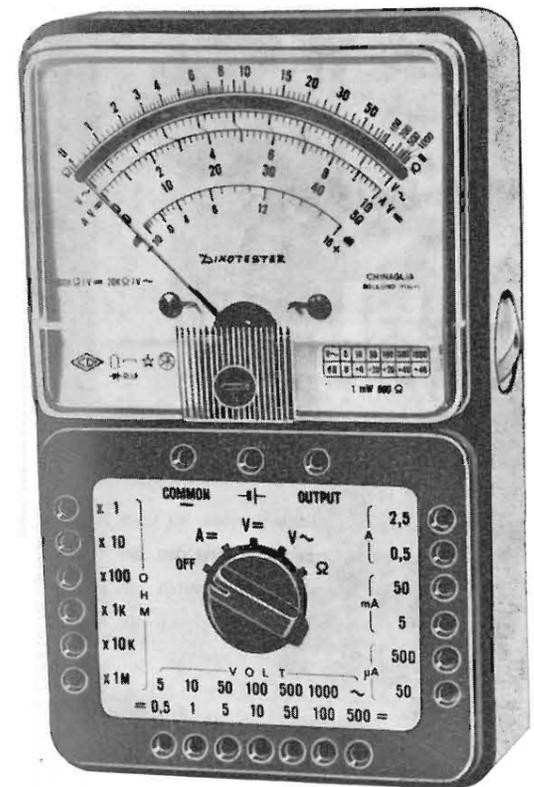
AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International s.p.a. ★ **20129 MILANO**

VIALE PREMUDA 38/a - TEL. 76 57 62/63 - 78 07 30

La Chinaglia

ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.

Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

Presenta la prestigiosa serie dei TRE TESTER analizzatori DINOTESTER - LAVAREDO - 660-B. per il settore Radio-TV e TV a colori.

CARATTERISTICHE COMUNI AI TRE TESTER

- **DIMENSIONI** 150 x 95 x 50
- **RESISTENZE** di precisione Rosenthal, del tipo a strato di carbone, con tolleranze del ± 1% conformemente alla classe 2 delle norme DIN 41 - 400.
- **BOCCOLE** di contatto Ediswan in bronzo fosforoso rispondenti alle norme MIL.
- **DIODI** al germanio ed al silicio Philips, della serie professionale.
- **COMMUTATORE** con sezioni di tipo professionale.
- **MICROAMPEROMETRO** strumento cl. 1,5 tipo bobina mobile e magnete permanente.
- **QUADRANTE** a specchio con scala a colori.
- **DISPOSITIVO** di protezione dello strumento.
- **ALLOGGIAMENTO « CAMBIO PILA »** accessibile dall'esterno.

ACCESSORI IN DOTAZIONE AI TRE APPARECCHI

- **ASTUCCIO IN SALPA**
- **COPIA PUNTALI** rosso - nero ad alto isolamento.
- **MANUALE** di istruzioni per l'uso.
- **Per il 660-B e LAVAREDO** cavetto di collegamento alla rete per il capacimetro.

DINOTESTER - GRANDE NOVITA'
200.000 Ω/V cc e 20.000 Ω/V ca. 46 portate

Analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Alimentazione autonoma data da una pila al mercurio in dotazione. Modello tascabile. Novità assoluta.

PREZZO NETTO AL RADIOTECNICO L. 20.900

Con versione SIGNAL INIECTOR UNIVERSALE per la ricerca dei guasti negli apparecchi radio e TV. Il segnale presente all'uscita, dato il particolare circuito, è modulato in ampiezza, frequenza e fase e copre la gamma delle onde medie e corte, la modulazione di frequenza ed i canali VHF UHF della TV.

PREZZO NETTO AL RADIOTECNICO L. 23.500

PRESTAZIONI

- Amp. cc. da 5μA a 2,5 A in 7 portate
- V. cc. da 0,1 V. a 1000 V. in 9 portate (25.000) *
- V. ca. da 5 V. a 1000 V. in 6 portate
- dB da —10 a +62 in 6 portate
- V. BF da 5 V. a 1000 V. in 6 portate
- Ohm da 1 KΩ a 1000 MΩ in 6 portate
- Cap. Bal. da 5 μF a 5 F in 6 portate

* con puntale a richiesta A.T. DINO

LAVAREDO 40.000 Ω/V in cc. e ca. 49 portate

Analizzatore che risponde alle molteplici esigenze del radiotecnico per il servizio radio TV e TV a colori, data l'eccezionale sensibilità ottenuta con l'impiego di componenti altamente professsionali.

Con versione SIGNAL INIECTOR UNIVERSALE come per il DINOTESTER.

- Amp. cc. da 30 μA a 3 A in 6 portate
- Amp. ca. da 300 μA a 3 A in 5 portate
- Volt cc. da 420 mV. a 1200 V. (3.000-30.000) V. * in 8 portate
- Volt ca. da 1,2 V. a 1200 V. (3.000) V. * in 7 portate
- V. BF da 1,2 V. 1,2 V. a 1200 V. in 7 portate
- dB da —20 a +62 in 6 portate
- Cap. Reatt. 50.000 pF 500.000 pF in 2 portate
- Cap. Bal. 10 μF 100 - 1000 μF in 3 portate
- Ohm da 20.000 Ω a 200 MΩ in 5 portate

* mediante puntali a richiesta A.T.

ANALIZZATORE AN/660-B - 20.000 Ω/V in cc. e ca. - 50 portate

Questo apparecchio soddisfa le esigenze di ogni radioriparatore nel controllo della corrente assorbita dalle varie apparecchiature alimentate in ca. Il circuito è indipendente dalla rete dando praticità d'impiego in ogni momento e luogo.

Si possono misurare anche apparecchiature con tensione.

Con SIGNAL INIECTOR per la riparazione dei radioricevitori, amplificatori e televisori (sezione audio) siano essi a valvola o a transistori.

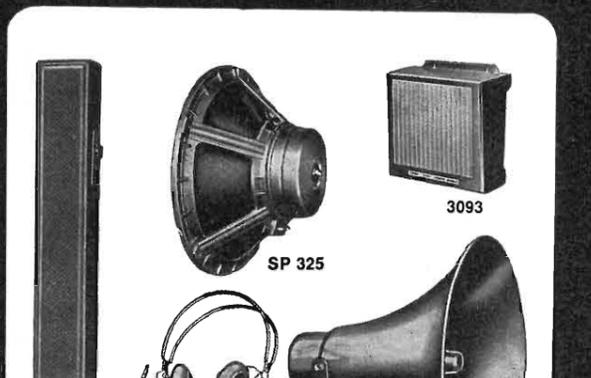
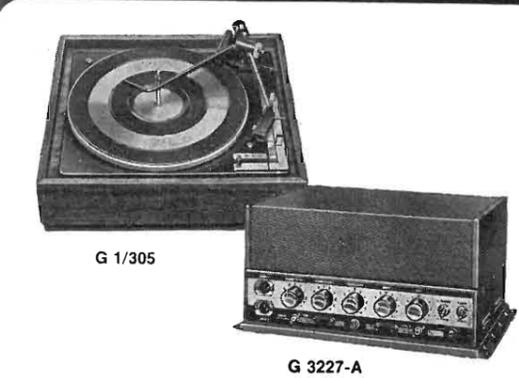
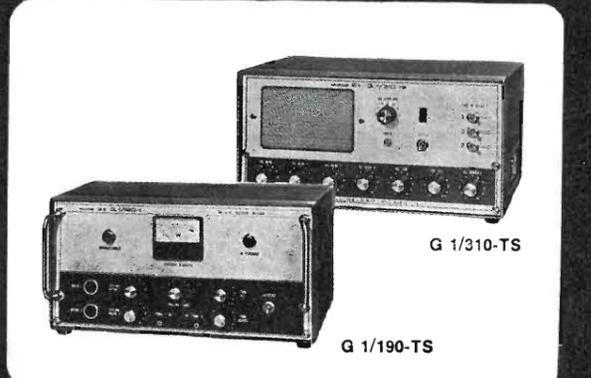
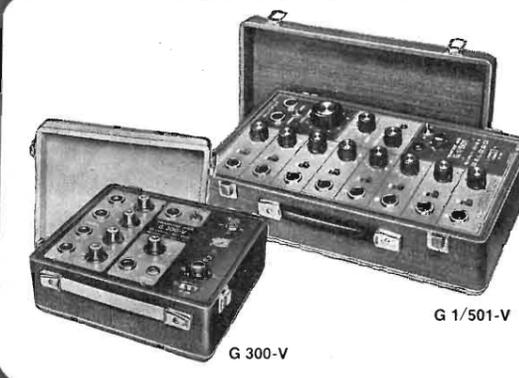
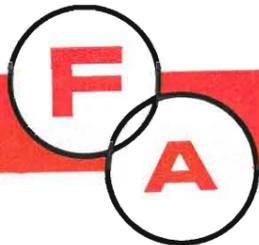
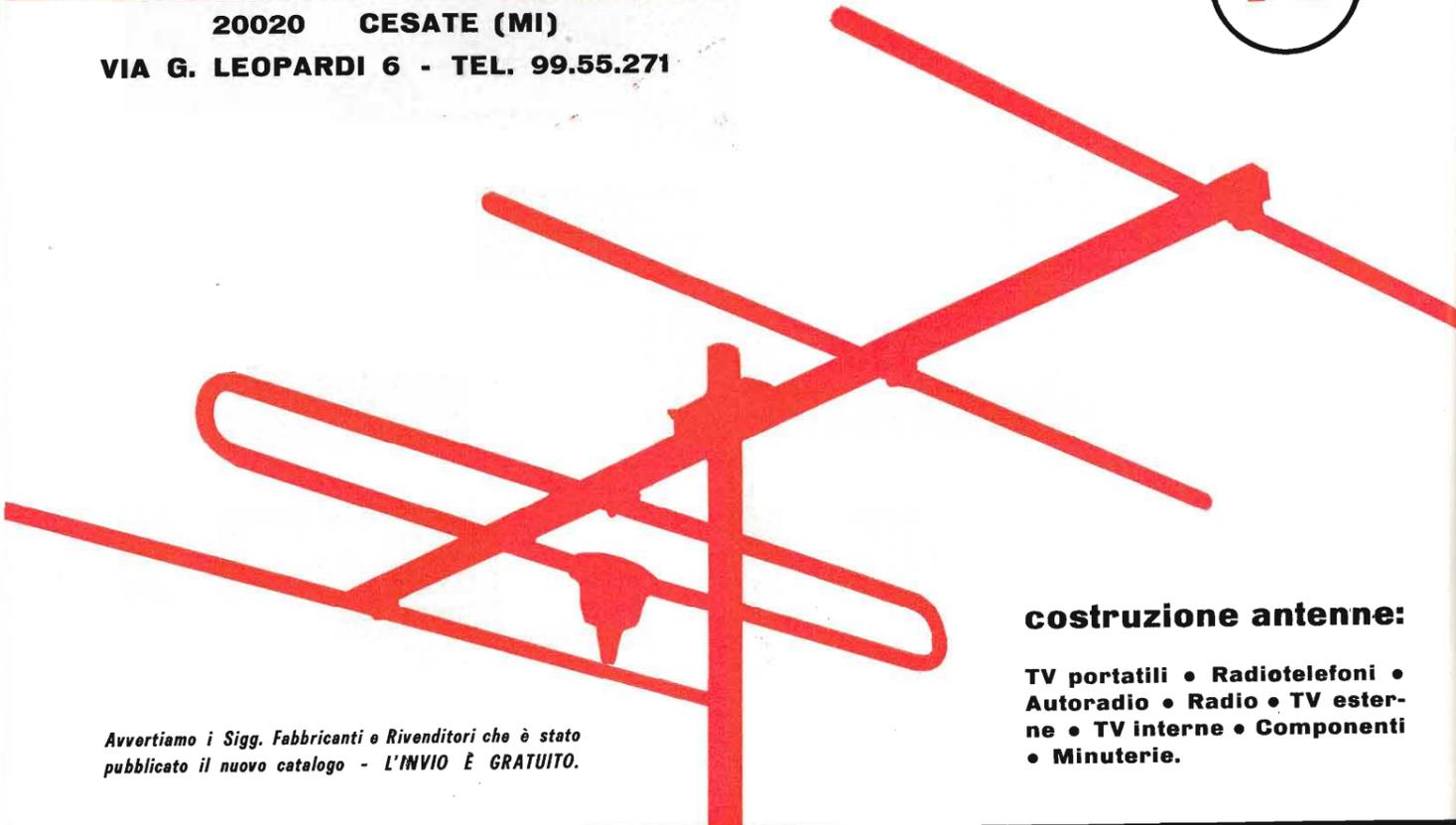
- Volt cc. da 300 mV. a 1500 V. (25.000) V. * in 8 portate
- Volt. ca. da 1,5 a 1500 V. in 7 portate
- Amp. cc. da 50 μA a 2,5 Amp. in 6 portate
- Amp. ca. da 500 μA a 2,5 Amp. in 5 portate
- Volt. BF da 1,5 a 1500 Volt. in 7 portate
- Ohm da 10 KΩ a 100 MΩ in 5 portate
- dB da —20 a +66 in 7 portate
- Cap. Reatt. 25.000 - 250.000 pF in 2 portate
- Cap. Bal. 10 μF 100 - 1000 μF in 3 portate

* mediante puntale a richiesta A.T.

Filiali: 20122 MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Telefono 833.371 ● (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg, 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio-TV

VISITATECI ALLA MOSTRA DELLA RADIO - PADIGLIONE 42 - POSTEGGIO N. 27

MICROFONI DINAMICI
PREAMPLIFICATORI-MISCELATORI
AMPLIFICATORI A TRANSISTORI
COMPLESSI FONOGRAFICI
AMPLIFICATORI A VALVOLE
ALTOPARLANTI - COLONNE - TROMBE
11/110
11/107
G 300-V
G 1/501-V
G 1/310-TS
G 1/190-TS
G 1/305
G 3227-A
3093
SP 325
3110
11/50
2552
GELOSO
LA PIU' VASTA GAMMA DI APPARECCHI &
COMPONENTI PER IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE

MISURE ELETTRONICHE

A. HAAS **MISURE ELETTRONICHE**

Volume pag. VIII + 320 con 320 fig. formato 17x24 cm

L. 4.500

Molto sentita è la necessità di un'opera, che tratti il vasto e interessante argomento delle misure elettroniche, nel quale s'imbatte continuamente il tecnico radio-TV nell'espletamento del suo lavoro quotidiano. Per trovare un'opera preziosa in proposito, bisogna risalire nel tempo fino al magnifico lavoro intitolato « Misure Radiotecniche » del Maestro Pession, ma tale opera è scomparsa da molti anni per esaurimento dell'ultima edizione. Il nuovo volume « MISURE ELETTRONICHE », di attuale pubblicazione da parte della Casa Editrice « Il Rostro », aggiunge alla trattazione degli argomenti classici, quella delle nuove misure (ad es. sui semiconduttori).

Il volume dell'A. Haas, tradotto in italiano da un valente specialista, comprende 7 capitoli, nei quali le misure elettroniche sono così trattate:

- **Cap. I - Principi fondamentali delle misure**
- **Cap. II - Misure di grandezze elettriche**
- **Cap. III - Misura dei componenti passivi**
- **Cap. IV - Misure sui tubi elettronici**
- **Cap. V - Misure sui dispositivi semiconduttori**
- **Cap. VI - Misure sugli amplificatori**
- **Cap. VII - La stabilizzazione degli alimentatori**

Il volume è indispensabile al tecnico di laboratorio, al riparatore radio-TV, al progettista di apparecchiature elettroniche industriali (calcolatori, automazione ecc.) e allo studente di elettronica.

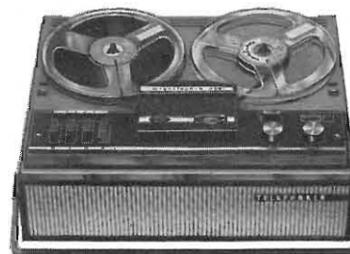
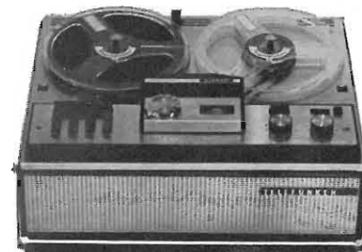
Editrice IL ROSTRO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793 - 20155 MILANO

per una registrazione ed una riproduzione perfette

REGISTRATORI TELEFUNKEN

garantiti da una grande marca!

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 401 K L. 99.900

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 295 K L. 99.900

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 203 K ST L. 138.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 201 K L. 111.500

I registratori TELEFUNKEN sono studiati in modo da soddisfare tutte le esigenze. Dai modelli più semplici ai tipi professionali, l'acustica e la fedeltà sono sempre perfette. Tutta la serie dei registratori a nastro TELEFUNKEN, sino al nuovo modello 401 K, che funziona con semplici caricatori a cassetta (una vera novità!), offrono il meglio della tecnica più avanzata e sono garantiti da un nome famoso.

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 200 K L. 92.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 204 K L. 210.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 300 K L. 95.000
REGISTRATORE A NASTRO MOD. 301 K L. 110.000

TELEFUNKEN

PRESTEL

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore TV

il misuratore di intensità di campo UHF - VHF - FM

Indispensabile per: Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.

necessario in laboratorio, per l'assistenza tecnica per la ricerca di disturbi

Questo strumento dà la possibilità di effettuare prove e ricerche veramente interessanti nel campo delle onde UHF - VHF - FM.

caratteristiche generali:

Interamente a transistors - 6 transistors + 4 diodi - Aliment. incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - Controllo efficienza pila - 1 Gamma UHF:470 ÷ 860 MHz 3 Gamme VHF: 40 ÷ 230 MHz - Impedenza 300 Ω (a richiesta 75 Ω) - 2 Sensibilità (1000 µV f.s. e 50.000 µV f.s.) Massima sensibilità 20 µV - Sintonia rapida e fine indipendenti - Auricolare controllo auditivo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 75 x 120 - Peso kg. 1,100.

MOD. 6T4G

Completo di:

Borsa di cuoio
Auricolare
Attenuatore 10 dB
Adattatore di impedenza

PRESTEL s.r.l.

MILANO - Piazza Duca D'Aosta 6 - Telef. 22.74.32

Raffaello 23" ULTRAVOX Il televisore per il pubblico piú esigente

mobile in legno pregiato

cinescopio autoprotetto selbond

circuito filato a mano

controllo automatico stabilità

presa fono e filodiffusione

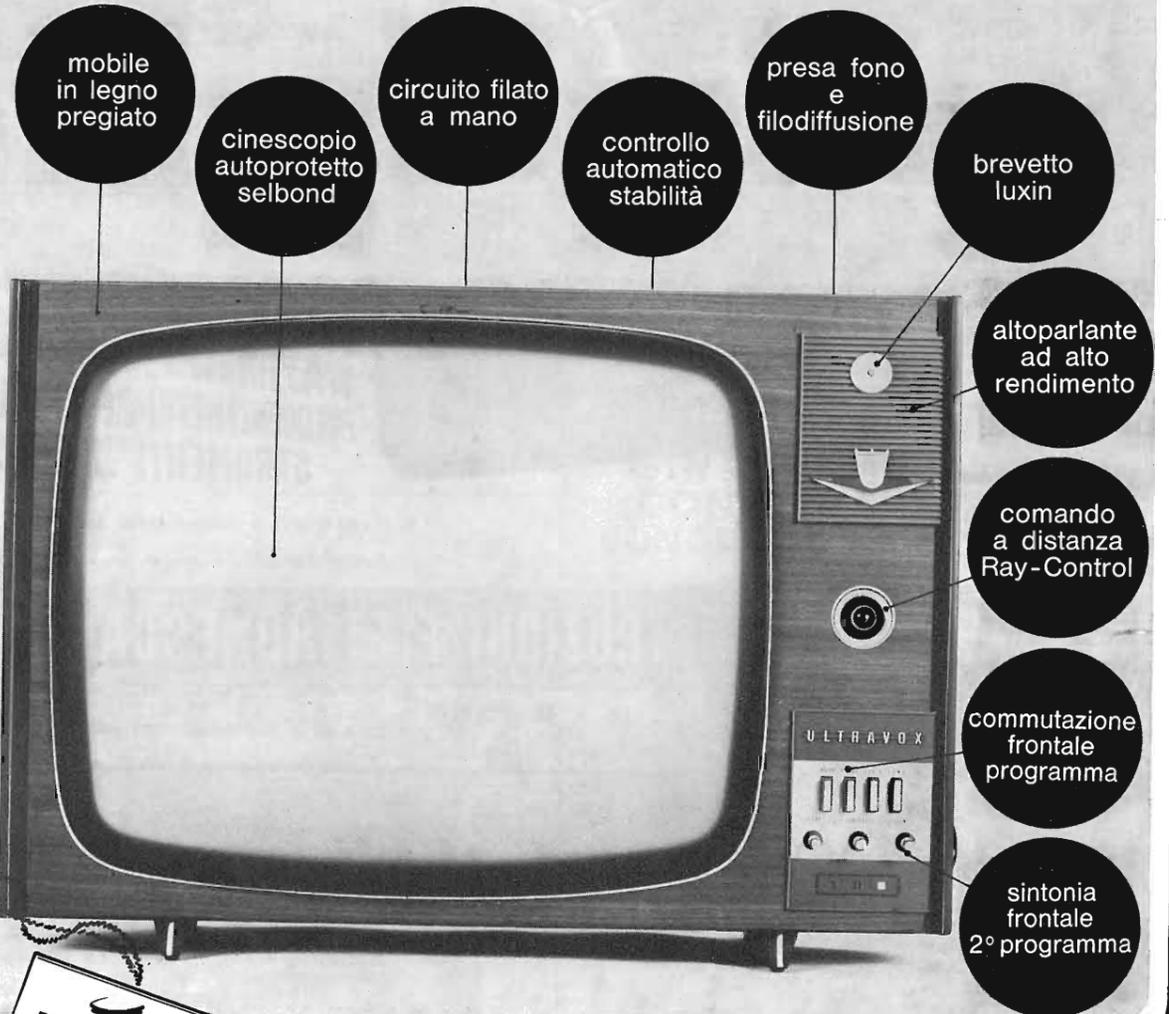
brevetto luxin

altoparlante ad alto rendimento

comando a distanza Ray-Control

commutazione frontale programma

sintonia frontale 2° programma

non occorre guardarci dentro... è un ULTRAVOX

Seguendo una tradizione di avanguardia tecnica, la Ultravox si è sempre imposta di produrre dei televisori di classe, superiori per qualità e per eleganza, avendo di mira un intento preciso: portare sul mercato il televisore migliore possibile. Sui televisori Ultravox sono applicati numerosi automatismi, fra cui il comando a distanza "Ray Control" - brevetto mondiale Ultravox - col quale si può cambiare il programma da lontano. **Il circuito filato completamente a mano** è una garanzia di durata nel tempo e un'ulteriore prova dell'accuratezza con cui vengono costruiti i televisori Ultravox

riposa tranquillo chi tratta

ULTRAVOX

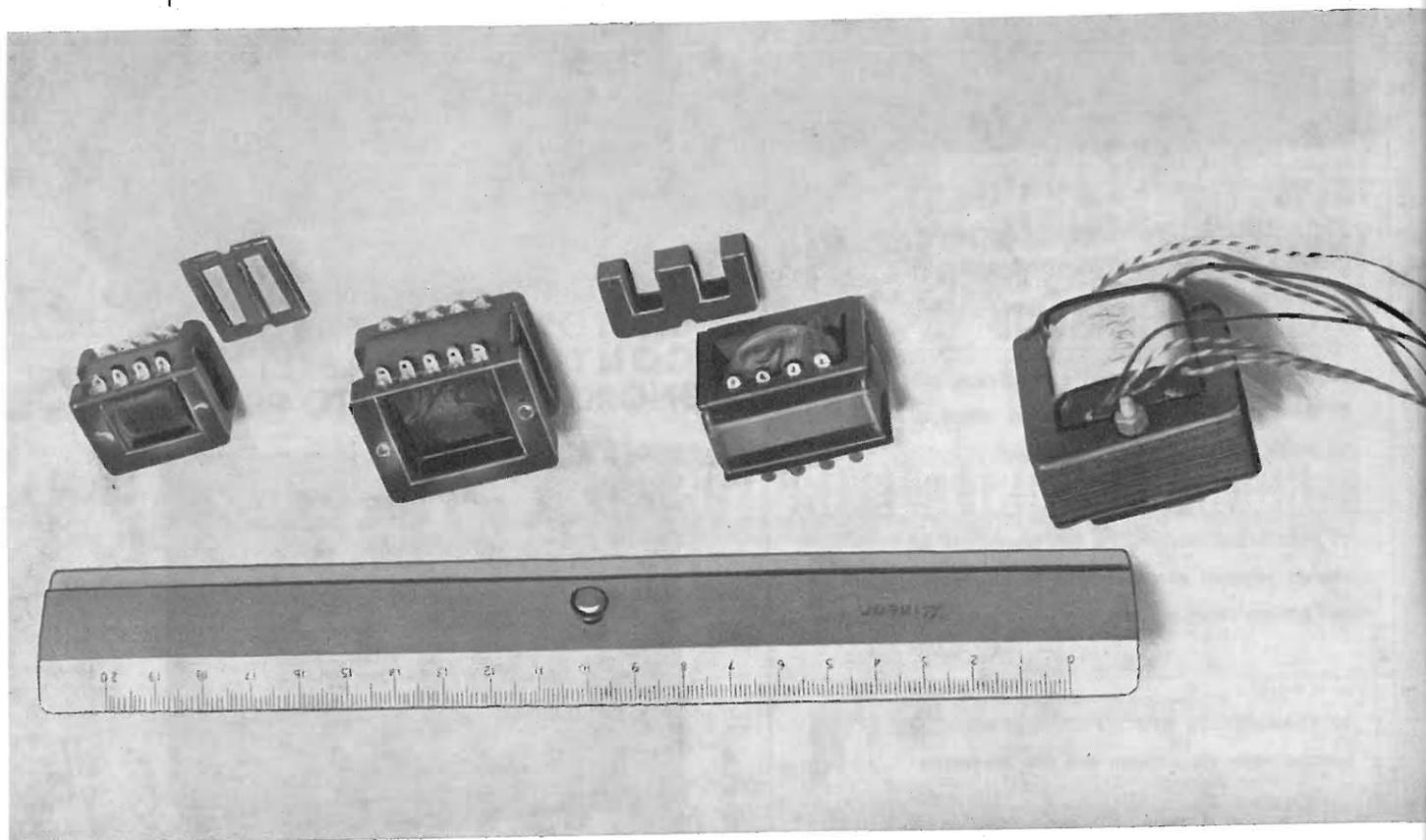
STUDIO AP

LABORATORI ING. G. FIORAVANTI

MILANO

VIA SOFFREDINI N. 43/45 - TELEFONI 25.72.231 - 25.75368

Telegrammi: INGEFIORAVANTI

ELETTROTECNICA ED ELETTRONICA

Trasformatori ed induttanze per circuiti a transistor.

Trasformatori

Serie completa di trasformatori per Radio • serie completa di trasformatori per TV • trasformatori speciali di piccola e media potenza, trattati in alto vuoto a norme J.A.N. - MIL. • trasformatori di misura di qualsiasi tipo a norme C.E.I. • trasformatori industriali di potenza in olio fino a 500 KWA. Tipo speciali navali approvati dal R.I.N.A. e dal Lloyd's Register • reattori e trasformatori per tubi luminosi • amplificatori magnetici di ogni tipo • trasformatori e induttanze per transistori tarate ad alta precisione per telefonia • trasformatori ed autotrasformatori per elettrodomestici e usi vari.

Elettromeccanica

Bobinatrici • nucleatrici per la composizione di nuclei avvolti in ferro magnetico • macchine per l'avvolgimento di microtori • lamierini magnetici tranciati di caratteristiche garantite • valvole elettropneumatiche • micromotorini elettrici.

Apparecchiature

Regolatori auotmatici di tensione di potenza di centinaia di KWA per centri di calcolo, per radar ecc. • variatori di tensione toroidali da 500 Watt a centinaia di KWA • stabilizzatori speciali di tensione per televisori, strumenti ecc. • quadri e banchi di comando, raddrizzatori, amplificatori speciali termoionici, microfoni e apparecchiature elettroniche in genere • impianti navali di comandi acustici • ozonizzatori, approvati dal R.I.N.A. e dal Lloyd's Register • apparecchiature elettroniche.

Alta Fedeltà Lenco

L 70 Hi-Fi stereo professionale

Giradischi a 4 velocità. Permette la riproduzione dei dischi in condizioni assolutamente perfette.
La piastra di montaggio è in acciaio e il piatto, con un diametro di mm 306, è in lega antimagnetica.
Il braccio è imperniato su quattro speciali cuscinetti a sfera che garantiscono un bassissimo sforzo di lettura del disco.
Pressione regolabile da 1 a 15 g.
La testa del braccio sfilabile è di metallo nichelato o di bachelite e permette il montaggio di tutti i tipi di testina.
Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri.
Il motore è a 4 poli con cambiatensioni per 115 V, 145 V e 220 V /50 Hz.
Dimensioni della piastra: mm 385 x 330.

A 707 Coral

Complesso pre-amplificatore stereo, completamente transistorizzato.
Consente la riproduzione diretta della testina del registratore e l'ascolto in cuffia.
La potenza di uscita, di 110 Watt (2 x 55 Watt) è sufficiente per una sala da concerto.
È dotato di controlli di tono separati per i due canali, della correzione fisiologica del volume, di filtri antirombo e antifruscio e di protezione elettronica EPC.
Risposta in frequenza da 20 ÷ 35.000 Hz ± 1 dB.
Dimensioni: mm 320 x 135 x 280.

BX 45 Coral

Cassa acustica a 2 vie, con 3 altoparlanti.
È dotata di due woofer e di un tweeter in sospensione pneumatica con filtro cross-over.
Una perfetta tonalità è stata raggiunta grazie anche a uno speciale schermo acustico metallico che ricopre tutta la parte irradiante. Potenza 25 Watt.
Risposta in frequenza da 50 ÷ 20.000 Hz.
Sensibilità: 94 dB. Impedenza: 80 Ohm.
Dimensioni: mm 240 x 157 x 310.

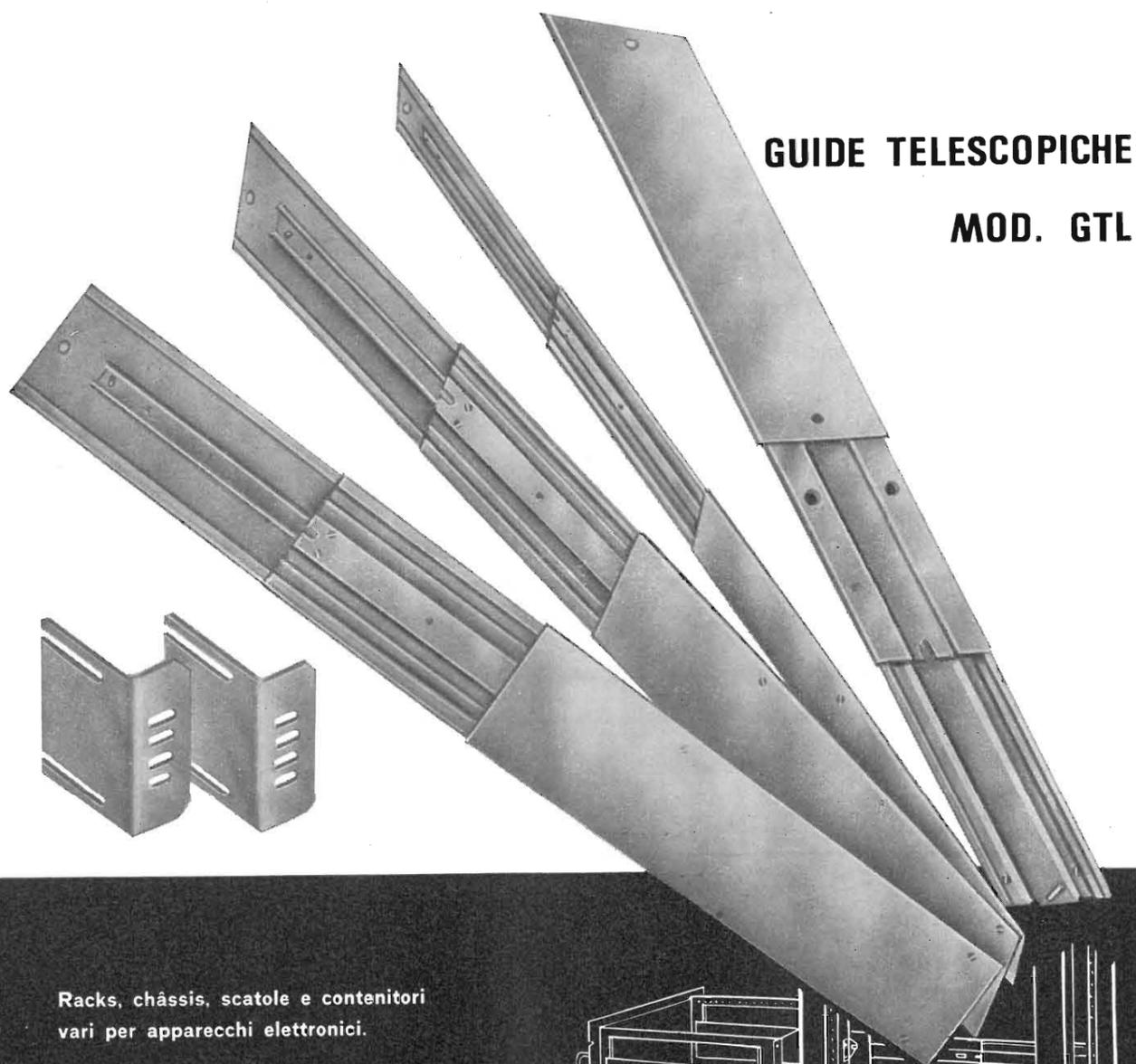
Lenco

Lenco Italiana Spa
Via Del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

UNIMARK

ING. ROSSELLI DEL TURCO ROSSELLO

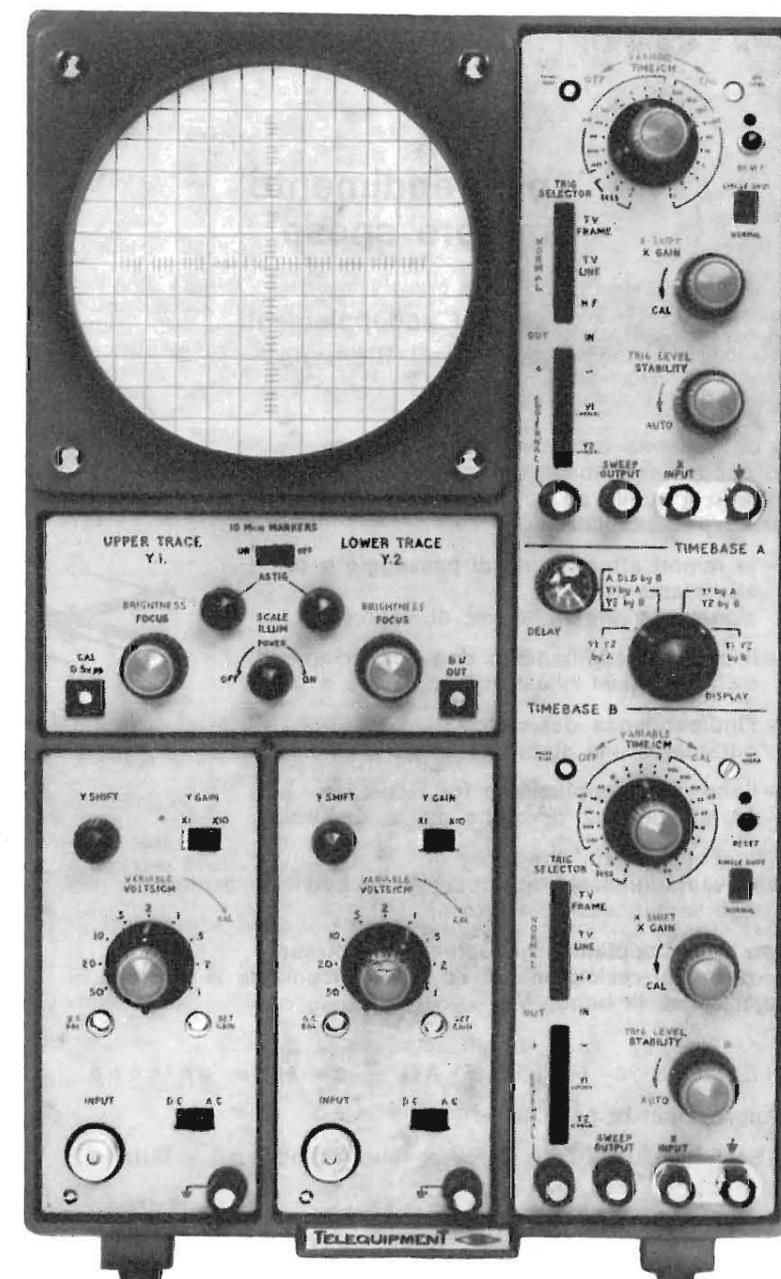
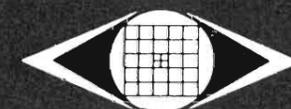
ROMA - VIA DI TOR CERVARA 261 - TELEFONI 220.104 - 221.393

Costruzioni Meccaniche per l'Industria Elettrica ed Elettronica

GUIDE TELESCOPICHE

MOD. GTL

Racks, châssis, scatole e contenitori vari per apparecchi elettronici.

CATALOGO A RICHIESTA

TELEQUIPMENT

OSCILLOSCOPIO
TIPO D 56

Specialmente adatto per televisione bianco e nero e a colori
Tubo di 5" a doppio raggio
Banda passante CC - 15 MHz, 100 mV/cm.
Deflessione ritardata per presentazione simultanea degli impulsi di quadro e di riga
Dispositivo per lo spegnimento di riga sul televisore (per localizzazione immediata della riga in esame)

Numerosi altri modelli disponibili da L. 149.500 in su.

Per informazioni rivolgersi a:

Silverstar, ltd s.p.a.

MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4696551 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 540075 - 543527

l'antenna

AGOSTO 1967 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *l'antenna* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417

8

dott. ing. Alessandro Banfi

L'industria europea della TV

L'autunno si avvicina, e con esso si schiude la tanto attesa ed anche temuta stagione commerciale 1967-68 a causa della comparsa ufficiale della TV a colori.

Avremmo voluto parlare della nostra industria, sotto quest'ultimo profilo, ma purtroppo le ormai note vicende politico-parlamentari, hanno imposto una battuta d'attesa alla TV a colori, che condiziona severamente il nostro settore TV.

In altra parte di questo stesso numero de « l'antenna » *si dà notizia di una recente iniziativa tedesca in relazione al prossimo inizio in Germania delle trasmissioni regolari di TV a colori e con riferimento all'attività dell'industria Radio-TV.*

Anche in Francia, ove la TV a colori inizierà le trasmissioni regolari nel prossimo settembre, si sta svolgendo, sostenuta dal Governo, una intensa campagna di preparazione per il colore.

Tale campagna di propaganda informativa ha lo scopo di stimolare l'interesse dei più abbienti per la TV a colori, pur mantenendo però sempre attuale l'interesse per la TV in bianco-nero, particolarmente per i giovani ed i meno abbienti.

Comunque l'industria francese sta seriamente attrezzandosi e preparandosi tecnicamente per assolvere degnamente il nuovo compito della produzione dei televisori a colori.

Numerose scuole professionali specializzate (anche per corrispondenza) sono sorte per l'istruzione dei radiotecnici che si devono preparare per questa nuova attività.

Anche l'editoria ha sfornato parecchi libri di testo sulla TV a colori, ovviamente orientati in modo particolare sul SECAM.

Comunque per un tecnico intelligente e già ben preparato in TV bianco-nero, sarà più che sufficiente un buon testo di TV a colori per inquadrarsi solidamente in questa nuova tecnica.

Analoghe ripercussioni sull'industria Radio-TV si stanno verificando in Inghilterra, dove ugualmente si darà inizio alle trasmissioni di TV a colori nel prossimo ottobre.

L'industria inglese sta organizzando per la fine del prossimo settembre una speciale esibizione di televisori a colori per la loro presentazione al pubblico.

Dal lato commerciale dobbiamo inoltre rilevare che è già incominciata, sia pur sotto forma di puntate d'assaggio, una feroce guerra dei prezzi, che si dichiarerà esplicitamente nel prossimo autunno.

Abbiamo anzi la netta impressione che assisteremo ad un vero crollo concorrenziale di prezzi: la posta in giuoco è forte e nessuno vuole lasciarsela sfuggire.

Ma per ritornare, prima di concludere, alla situazione italiana, possiamo dire che anche da noi si sta provvedendo per una futura disponibilità per l'industria di componenti per televisori a colori senza doverli importare dall'estero.

E' sorta ad esempio recentemente la RCA-Colore S.p.A., con sede a Roma, per la produzione di cinescopi tricromici, a raggio commerciale europeo.

Ovviamente i primi cinescopi di tale produzione non si potranno avere che oltre il 1968, mentre in Inghilterra, Francia e Germania esistono già fabbriche di cinescopi tricromici.

Siamo comunque convinti che superato questo primo incerto periodo, l'industria italiana dei televisori a colori saprà risalire rapidamente la situazione ed affermarsi degnamente come è avvenuto per il bianco-nero.

A.

dott. ing. **Antonio Nicolich**

Il sistema di TV a colori SECAM 3 ottimalizzato

1. - PREMESSA

Il sistema SECAM di TVC ha subito molte varianti negli ultimi anni, pur conservando le sue caratteristiche fondamentali dettate da Henry de France nel lontano 1958. Attraverso gli stadi SECAM 1, SECAM 2, SECAM 3, SECAM 3A, SECAM 3B, SECAM 4 (denominazione rapidamente sparita, quest'ultima), si era pervenuti ad una definizione, che sembrava essere ultima, precisamente si era adottata la denominazione «SECAM 3» in quanto le ultime norme relative al SECAM erano più aderenti alla 3ª edizione e, comunque, incorporavano tutti i perfezionamenti introdotti nel corso del progredire degli studi sulla TVC.

Non staremo a ripetere le successive varianti dei vari SECAM [1].

Negli ultimi mesi del 1966, sono stati apportati al SECAM 3 ulteriori perfezionamenti, con l'intento di ottenere un sistema di TVC il più possibile vicino alla perfezione, e perciò battezzato come «SECAM 3 ottimalizzato», reso di pubblico dominio per la prima volta da F. Juster, che ne ha curato l'esposizione in una serie di tre articoli pubblicati nei numeri di ottobre, novembre e dicembre '66 della rivista francese «Radio et TV». A questi testi si ispira prevalentemente il presente articolo»

Il sistema SECAM 3 ottimalizzato non presenta rispetto al SECAM 3 che ha sostituito, modifiche fondamentali, ma solo lievi miglioramenti, che potrebbero dirsi «sfumature», di alcune caratteristiche.

Non fa meraviglia l'evoluzione del SECAM: un nuovo ramo della tecnica non nasce perfetto e già decrepito; ha bisogno di perfezionarsi per raggiungere quelle prestazioni, che non lascino una scia di insoddisfazione. È anzi ammirevole lo spirito di autocritica, il riconoscimento che è possibile far di meglio di quanto si è fin qui fatto, sentimenti senza dei quali perderebbe significato la parola progresso.

2. - IL SECAM 3 OTTIMALIZZATO

Le differenze rispetto al SECAM 3 sono molto più sensibili in trasmissione che in ricezione. Esse riguardano la costituzione dei segnali di crominanza, la scelta della sottoportante, le escursioni di frequenze.

Il principio generale resta invariato. Un ricevitore TVC costruito secondo il SECAM 3, può funzionare col nuovo sistema modificando qualche valore dei componenti e certe frequenze di accordo. Dal punto di vista della scelta dei componenti, i circuiti riceventi si evolveranno allo stesso modo degli altri circuiti elettronici, impiegando tubi elettronici e transistori vieppiù perfezionati. Gli schemi subiranno modifiche, non perchè il sistema sia stato cambiato, ma in funzione dei componenti resisi disponibili ai progettisti. Tutti gli schemi precedenti sono validi per l'ultima versione del SECAM ottimalizzato, denominazione che sostituisce definitivamente tutte le precedenti.

3. - ESAME DEL SISTEMA SECAM OTTIMALIZZATO

Indichiamo nel seguito le varianti essenziali apportate al SECAM 3 per giungere al SECAM ottimalizzato.

Come prima cosa si consideri la frequenza della sottoportante f_s che nel passato era 4,43 MHz, come quella adottata in tutti i sistemi europei di TVC analoghi all'N.T.S.C. e al PAL. Nel SECAM ottimalizzato la f_s assume un diverso valore secondo che la riga trasmessa corrisponda al segnale differenza «rosso», o al segnale differenza «blu». Questi due valori sono però molto vicini tra loro e alla vecchia subportante 4,43 MHz.

In modo preciso, considerando la curva di fig. 1 a «campana rovesciata» (cloche invertita) nella trasmissione nella gamma di video frequenze VF situata a sinistra e a destra della frequenza 4,286 MHz, si vede che si è scelto: per il segnale differenza «rosso» 4,406 MHz, per il segnale differenza «blu» 4,250 MHz; queste frequenze sono generate in trasmissione da un oscillatore pilota, di cui si modifica la frequenza da una riga alla successiva.

Ecco qualche precisazione sulle graduazioni di questa curva C.

Le ordinate sono graduate in dB di guadagno, il che significa che il segnale ha un'ampiezza vieppiù crescente al crescere positivamente, o negativamente della frequenza a partire dalla frequenza assunta come riferimento O.

[1] Per chi desiderasse approfondire l'argomento rimandiamo al vol. VII del «Corso di TV a Colori», Editrice Il Rostro, Milano.

Questa curva C a campana invertita (detta anche anticloche) rappresenta la «messa in forma» («mise en forme») del segnale RF di crominanza modulato in frequenza. In ascisse si è posta uguale a zero la frequenza VF, che in realtà vale 4,286 MHz, corrispondente al vertice della curva C. Questa designazione O permette di mettere in evidenza il valore degli scarti Δf positivi e negativi della frequenza modulata da una parte e dall'altra della frequenza 4,286 MHz.

Consideriamo anche le tolleranze in trasmissione. Per le frequenze 4,286 MHz, 4,250 MHz e 4,406 MHz vi è la tolleranza di $\pm$ 2 kHz.

Le due curve C' e C'' indicano i limiti della regione in cui deve necessariamente disporsi la curva C ideale.

Precisiamo ancora che le frequenze menzionate sono indicate con riferimento al segnale VF di luminanza, che modula in ampiezza il segnale f_i di immagine a RF, f_a essendo il segnale RF audio, con $f_i < f_a$ e la loro differenza $Df = f_a - f_i$ il cui valore è 6,5 MHz nello standard L e in quello dei paesi dell'Oriente, 6 MHz per la Gran Bretagna e Irlanda, nello standard francese 625 righe e 5,5 MHz negli altri standard (belga ed europeo C.C.I.R.).

Consideriamo ora le deviazioni di frequenza, chiamando zero la frequenza subportante diversa per il segnale «rosso» da quella corrispondente al segnale «blu», come detto più sopra.

L'escursione è di $\pm$ 230 kHz per il segnale differenza «blu», tuttavia si prevedono superamenti di questi valori, superamenti che sono diversi per il SECAM 3 e per quello ottimalizzato.

Precisamente, per il SECAM 3 si ha: segnale rosso $\pm$ 500 kHz; segnale blu $\pm$ 500 kHz;

per il SECAM ottimalizzato si ha invece:

segnale rosso $-$ 500 kHz e $+$ 350 KHz; segnale blu $-$ 350 kHz e $+$ 500 KHz.

Riportandosi ai valori di riposo, cioè ai valori assunti per la frequenza della subportante quando il segnale modulante (rosso o blu) è nullo, si vede che per il SECAM ottimalizzato (fig. 1):

a) la deviazione positiva massima per il segnale rosso in scala VF porta la frequenza a $4406 + 350 = 4756$ kHz;

b) la deviazione positiva massima per il segnale blu porta la frequenza a $4250 + 500 = 4750$ kHz.

Confrontiamo questi valori con la deviazione massima positiva del SECAM 3, in cui per i due segnali si ha: $4430 + 500 = 4930$ kHz, si vede che la frequenza raggiunta dall'escursione massima nel SECAM 3 è quasi 5 MHz, cioè molto vicina, pericolosamente, a $Df = 5{,}5$ MHz (C.C.I.R.), mentre col SECAM ottimalizzato essa è di 4,75 MHz circa, ossia 180 kHz in meno. Il suono, alla frequenza f_a, corrisponde in VF al valore di Df differenza delle portanti, cioè a 6,5, o 6, o 5,5 MHz secondo gli standard.

È chiaro che, grazie alla scelta dei valori delle deviazioni di frequenza positive e negative nel SECAM ottimalizzato, si è allontanata dalla frequenza video (VF) del suono, la frequenza della massima deviazione possibile, di 180 kHz circa, il che risulta favorevole soprattutto agli standard con $Df = 5{,}5$ MHz. Limitiamo a questi dati

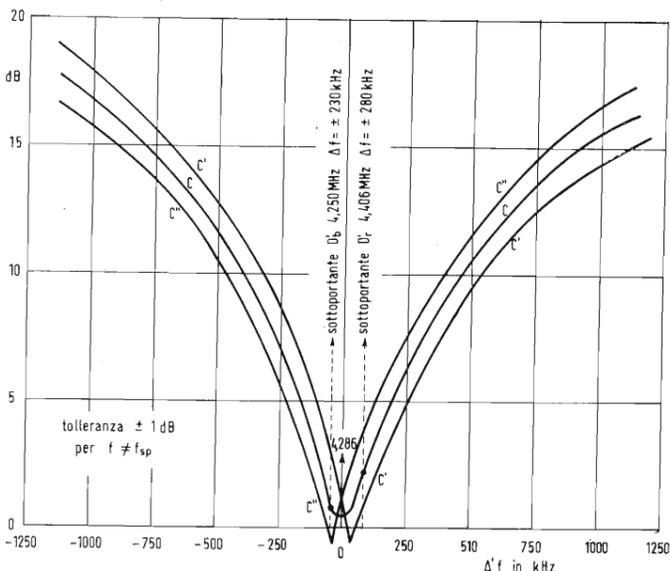



Fig. 1 - Curva «anticloche» di messa in forma C, curva del segnale differenza «rosso» C' e curva del segnale differenza «blu C''».

il confronto fra la vecchia e la nuova versione del SECAM, confronto che dimostra che si sono soppressi tutti i disturbi che possono essere provocati dalla vicinanza dei segnali sonoro e di crominanza.

La curva di messa in forma *C* o anticloche (fig. 1) rappresenta l'equazione già nota $G = 10 \lg_{10} \dfrac{1 + 256\, x^2}{1 + 1{,}6\, x^2}$ dB,

in cui $x = \dfrac{f}{4286} - \dfrac{4286}{f}$, con f in kHz.

In ascisse la graduazione è in scarti $\Delta' f$ fra f e la frequenza « centrale » 4286 kHz. Conviene non confondere l'escursione $\Delta' f$ con l'escursione Δf, che per il segnale rosso si effettua a destra e a sinistra di 4406 kHz, e per il segnale blu a destra e a sinistra di 4250 kHz. Nel caso del SECAM 3 si aveva $\Delta' f = \Delta f$, poichè le frequenze della sottoportante erano entrambe eguali a 4430 kHz per i segnali differenze di crominanza.

4. - PREACCENTUAZIONE VIDEO

Un'altra messa in forma chiamata preaccentuazione video viene effettuata in trasmissione sul segnale VF di crominanza, prima che questo venga applicato al modulatore della subportante.

Questa seconda messa in forma corrisponde alla nota relazione:

$$g = 10 \lg_{10} \frac{1 + (f/f_1)^2}{1 + (f/3f_1)^2}, \quad \text{con } f_1 = 85 \text{ kHz.}$$

La fig. 2 mostra questa curva C_p, la cui zona di tolleranza è limitata dai due profili ombreggiati. Il punto corrispondente a 85 kHz deve essere al livello indicato.

I livelli in dB sono riferiti al livello 0 dB corrispondente a $f_1 = 85$ kHz.

L'aumento di ampiezza dei segnali modulanti di crominanza, che ne risulta per le alte frequenze, ha per effetto di aumentare il loro indice *m* di modulazione e quindi anche il rapporto segnale/fruscio per queste alte frequenze.

5. - DEVIAZIONI DI FREQUENZA

La deviazione o escursione di frequenza è ± 230 kHz per il segnale differenza blu e ± 280 kHz per il segnale differenza rosso, coi rispettivi massimi: segnale blu — 350 e + 500 kHz, segnale rosso — 500 e + 350 kHz.

I limiti di tolleranza sono indicati nelle figg. 3 e 4, la prima per il segnale blu e la seconda per il segnale rosso.

Dalla fig. 3 appare che il segnale blu è centrato sulla frequenza della subportante 4250 kHz. In ordinate sono indicate le frequenze di deviazione, cioè escursione zero per 4250 kHz, che rappresenta la frequenza di riposo e di riferimento.

In ascisse è riportata l'ampiezza del segnale di crominanza, che modula in frequenza la sottoportante. Per una deviazione nulla, l'ampiezza è zero. Essa cresce con la deviazione e raggiunge il valore relativo unitario per il massimo nominale di ± 230 kHz. Le frontiere disposte da una parte e dall'altra della spezzata C_b limitano la zona di tolleranza.

Dal grafico di fig. 4 relativo al segnale rosso, appare che quando l'ampiezza supera + 1,25, non si ha più alcuna variazione di frequenza, poichè Δf si conserva uguale a + 350 kHz.

6. - LA SOPPRESSIONE DI RIGA

La fig. 5 mostra l'inizio del segnale VF corrispondente ad una riga. Il segnale di sincronizzazione orizzontale, rappresentato di polarità negativa, ha la durata $D = 4{,}6 \div 5$ μsec. La sottoportante di crominanza viene soppressa durante un intervallo di tempo, che inizia contemporaneamente a *D*, ma che termina in capo a $5{,}4 \div 6$ μsec. Si vede poi il segnale di sottoportante non modulata, rappresentato sotto forma di due sinusoidi in opposizione di fase.

La fase della subportante viene in realtà invertita periodicamente per migliorare la compatibilità. La polarità è detta positiva quando la subportante non modulata è in fase con l'oscillatore di riferimento, e negativa quando la subportante è in opposizione di fase. Questa polarità viene invertita ogni tre righe, ed inoltre tutte le polarità cambiano segno da una trama alla successiva. Così, per un'immagine completa composta di due trame, se si designano le righe successive di due trame successive con n, $n + 1$, $n + 2$, ..., la successione delle fasi è per le righe n, $n + 2$, $n + 4$ della 1ª trama: 0, 0, π, 0, 0, π, 0 e per le righe della 2ª trama composta dalle righe $n + 1$, $n + 3$, ..., la successione delle fasi è: π, 0, π, π, 0.

Infine la situazione iniziale si ristabilisce al termine di 12 trame; la trama 13ª si presenta come la 1ª trama.

D'altra parte, se il segnale *R-Y* modula la subportante durante la riga *n*, la successione dei segnali differenza durante le righe: n, $n + 2$, $n + 4$, ... della 1ª trama, è: *R-Y*, *B-Y*, *R-Y* ...e durante le righe $n + 1$, $n + 3$, ... della 2ª trama, è: *B-Y*, *R-Y*, *B-Y* ... Alle trame 3 e 4 i segnali differenza *R-Y* e *B-Y* vengono permutati.

7. - SEGNALE VF COMPLETO

Questo segnale risulta dalla somma dei segnali: luminanza, crominanza, sin-

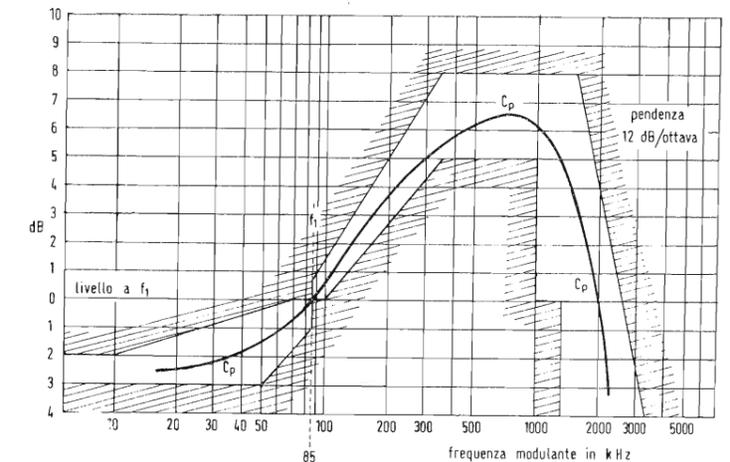



Fig. 2 - Curva di preaccentuazione video e suoi profili di tolleranza.

cronizzazione. Il segnale di luminanza è ritardato in trasmissione di 120 nsec., rispetto all'informazione di crominanza. Il dosaggio tra il segnale di luminanza e quello della subportante di crominanza si effettua in modo che quest'ultima abbia un'ampiezza punta-punta del 23% dell'intervallo nero-bianco, che è, dal canto suo, circa il 75% dell'ampiezza del segnale VF completo luminanza + sincro. Così, per un'ampiezza di 700 mV di luminanza, si hanno 160 mV di ampiezza alla frequenza di riposo della sottoportante.

8. - SISTEMA DI CODIFICAZIONE

Il complesso di codificazione è rappresentato in modo semplificato dallo schema a blocchi di fig. 6.

All'uscita della telecamera si dispone di segnali di crominanza, che hanno subito la correzione del gamma e che si indicano qui con R,V,B, (rosso, verde, blu). Essi vengono applicati alla matrice, che li combina algebricamente con dosaggio, dando luogo all'uscita ai tre segnali: luminanza $Y = 0{,}3\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$; crominanza differenza « rosso » $D_r' = -1{,}9\ (R-Y)$, crominanza differenza « blu » $D_b' = +1{,}5\ (B-Y)$.

Il segnale *Y* passa attraverso una linea di ritardo di 120 nsec. e perviene al circuito matrice, che effettua la somma dei segnali di luminanza, crominanza e sincronizzazione, costituendo il segnale VF completo, applicato all'entrata dei circuiti RF, il segnale dei quali viene modulato in ampiezza da tale segnale VF.

Un commutatore, operando un'inversione ad ogni periodo di riga, permette di dirigere alternativamente i segnali D_r e D_b verso la catena di circuiti costituita dal filtro passa-basso, dal preaccentuatore video, dal modulatore MF e dal circuito di messa in forma RF sopra ricordata.

Il segnale sottoportante di crominanza viene poi addotto al circuito somma di 3 segnali. Inoltre il codificatore comporta un generatore di segnali di sincronizzazione, che sono inviati a due vie:

1) verso il circuito di somma, che lo inserirà nel segnale VF completo;

2) verso il circuito di comando della commutazione. Da questo circuito si ottengono due tipi di segnali:

a) segnale sincro del colore inviato alle matrici;

b) segnale sincro applicato al commutatore elettronico dei segnali D_r e D_b.

9. - DECODIFICATORE

Il decodificatore fa parte del ricevitore di TVC. La fig. 7 è un diagramma funzionale, che mostra le parti costituenti questo circuito valido unicamente per i sistemi SECAM 3 e SECAM 3 ottimalizzato. Nel ricevitore di TVC, il segnale VF completo è ricavato all'uscita del diodo rivelatore video (successivo all'amplificatore FI video). Nel principio, esso è identico al segnale di uscita VF del codificatore. Questo segnale contiene i 3 segnali: VF luminanza, VF sincro e VF crominanza. Quest'ultimo segnale appare sotto forma di sottoportante f_a modulata in frequenza, il suo posizionamento nella banda VF è stato precisato precedentemente.

A scopo di semplificazione, tralasciamo di considerare il segnale sincro. Il segnale VF completo è avviato nel canale di luminanza; esso viene amplificato, ancora leggermente ritardato e separato in una certa misura dal segnale RF di crominanza. (Questo ritardo della luminanza è necessario, affinchè alla uscita delle tre vie, i segnali *Y*, *R-Y* e *B-Y* siano in coincidenza. Ora, il primo che è a banda larga, ha un tem-

po di trasmissione minore di quello dei segnali di crominanza a banda stretta. Bisogna perciò ritardarlo ancora un poco, quantunque lo sia già stato di 160 nsec. in trasmissione). All'uscita del canale di luminanza si ottiene il segnale Y, che viene applicato ai tre catodi riuniti di un tubo catodico a tre fucili. Passiamo ora al canale di crominanza e chiamiamo F_0 la frequenza di 4,286 MHz. Lo stesso segnale VF completo è avviato ad un filtro passabanda a « cloche », che lascia passare solo la parte VF situata da una parte e dall'altra di F_0. Questa parte è la subportante modulata in frequenza alternativamente con D_r e D_b. Questo segnale è inviato da una parte ad una delle entrate del permutatore, e dall'altra parte, alla linea di ritardo, che dà all'uscita il segnale RF ritardato della durata di una riga.

Si dispone ora di due segnali subportanti diversi: all'entrata « Att. » il segnale attuale alternativamente rosso, blu, rosso, blu, ecc.; all'entrata « Rit. » il segnale ritardato subportante alternativamente blu, rosso, blu, rosso ecc. Il permutatore funziona come un invertitore a due entrate e a due uscite: invertendo a ciascuna linea, dà all'uscita B segnali RF blu e all'uscita R segnali RF rossi. Dopo i punti B ed R si hanno stadi di tipo classico di ricevitori di MF, nei quali si trova un limitatore, uno stadio amplificatore (non rappresentato in fig. 7) ed un discriminatore. All'uscita del discriminatore, si ottiene il risultato della demodulazione della sottoportante, cioè il segnale VF di crominanza.

Così, all'uscita del discriminatore blu si dispone del segnale B-Y, che passa attraverso un deaccentuatore, e di là alla griglia controllo del proiettore blu. La somma $Y + (B\text{-}Y)$ fornisce al proiettore blu del cinescopio una modulazione del pennello corrispondente all'immagine blu apparente sullo schermo tricromico.

Allo stesso modo si ottiene l'immagine rossa.

Per l'immagine verde, i segnali B-Y e R-Y vengono applicati ad un circuito matrice, che effettua una somma dosata e fornisce il segnale V-Y, che viene poi applicato alla griglia controllo del proiettore verde, permettendo così la formazione dell'immagine verde.

Studieremo ora, in modo pratico, per mezzo dello schema di ricevitori di TVC i vari circuiti che li compongono. Sono validi per il SECAM 3 ottimalizzato i circuiti RF, convertitore, FI video, FI audio e vari circuiti speciali usati nella sezione video di luminanza e crominanza già noti [(1) a pag. 326].

10. - DECODIFICATORE SECAM 3 OTTIMALIZZATO

La sezione VF di un ricevitore di TVC si sviluppa secondo il sistema di TVC con cui si devono ricevere le trasmissioni dal ricevitore.

Questa sezione a VF è, in conclusione, la sola dipendente dal sistema, mentre le altre sezioni del ricevitore di TV a colori dipendono soprattutto dagli standard di trasmissione e non dal sistema di colore.

In pratica tuttavia, tutte le sezioni di un ricevitore di TVC sono studiate in modo da corrispondere il meglio possibile tanto al sistema (SECAM, PAL, NTSC), quanto allo standard (625 righe francese, 625 europeo, 525 americano). Il decodificatore è costituito dal complesso dei circuiti VF, ivi compresi i circuiti che devono provvedere all'estrazione del segnale di crominanza dal segnale completo VF. I circuiti sono in parte dispositivi RF, discriminatori e VF di crominanza. I decodificatori comportano parimenti circuiti speciali come linee di ritardo, permutatori, generatori flip-flop, matrici, limitatori, dispositivo di « rimessa in fase » dei colori in caso di funzionamento difettoso del permutatore. In generale il decodificatore è montato su una sola piastra costituente un elemento di insieme del ricevitore.

Il decodificatore può tuttavia suddividersi in diverse parti aventi funzioni distinte.

A) Complesso detto di luminanza, composto a sua volta delle due parti seguenti: *a*) stadio di entrata a tubo elettronico o a transistore, che rende il segnale VF completo e che lo trasmette ai tre canali di luminanza, di crominanza e di separazione-sincronizzazione; *b*) canale luminanza, composto da un amplificatore, che dà all'uscita il segnale di luminanza Y; *c*) canale di crominanza costituito in generale da uno stadio amplificatore del segnale di crominanza; questo stadio fa parte dei circuiti di crominanza; *d*) canale di separazione comprendente circuiti separatori, che eliminano i segnali che non siano di sincronizzazione. Questo canale è completato da altri circuiti di separazione e di sincronizzazione disposti generalmente nei complessi di deviazione.

B) Complesso detto di crominanza, che comprende un numero notevole di parti aventi funzioni diverse: *e*) amplificatore estintore (killer) del colore, che amplifica normalmente la subportante di crominanza, ma in caso di cattivo scambio del permutatore, questo circuito viene bloccato da circuiti speciali e non si rimette in funzione che al momento in cui lo scambio diviene corretto, operazione che si fa molto rapidamente e che l'utente neppure sospetta. Questo circuito trasmette d'altra parte al flip-flop i segnali, che correggono lo scambio del permutatore, cioè la trasmissione dei segnali modulati in frequenza « rosso » e « blu » ai circuiti corrispondenti; *f*) flip-flop, che genera i segnali rettangolari necessari al funzionamento del commutatore elettronico; *g*) linea di ritardo di 64 μsec. generante il segnale ritardato; *h*) amplificatore del segnale ritardato; *i*) permutatore (commutatore elettronico); *j*) complesso subportante-discriminazione-VF canale rosso; *k*) complesso subportante-discriminazione-VF canale blu; *l*) dispositivo VF, matrice e amplificazione, che forniscono il segnale VF differenza verde; *m*) circuiti di trasmissione verso il soppressore di colore (killer), del segnale di rimessa in fase in caso di cattiva permutazione del commutatore elettronico.

Tutti i circuiti del decodificatore sono alimentati coll'alimentatore generale, che fornisce le alte tensioni e quelle dei filamenti, quando si hanno tubi elettronici. In ogni caso, occorre una tensione di accensione per il filamento del cinescopio.

La fig. 8 è lo schema a blocchi funzionale delle sezioni di luminanza e di crominanza, coi diversi circuiti ora menzionati, e quelli di limitazione. Le lettere (*a*), (*b*) ... (*m*) sono quelle della numerazione dei circuiti fatta sopra. Le frecce indicano il senso di trasmissione dei vari segnali: alla destra nello schema sono indicati i segnali ricavati: segnale sincro liberato dalla modulazione a VF, inviato ai circuiti di deviazione; segnale di luminanza Y applicato ai 3 catodi riuniti del cinescopio a 3 pennelli, tubo generalmente tricromico a 3 proiettori, a maschera, ma che

Fig. 3 - Deviazione di frequenza della subportante del segnale differenza blu e suoi limiti di tolleranza.

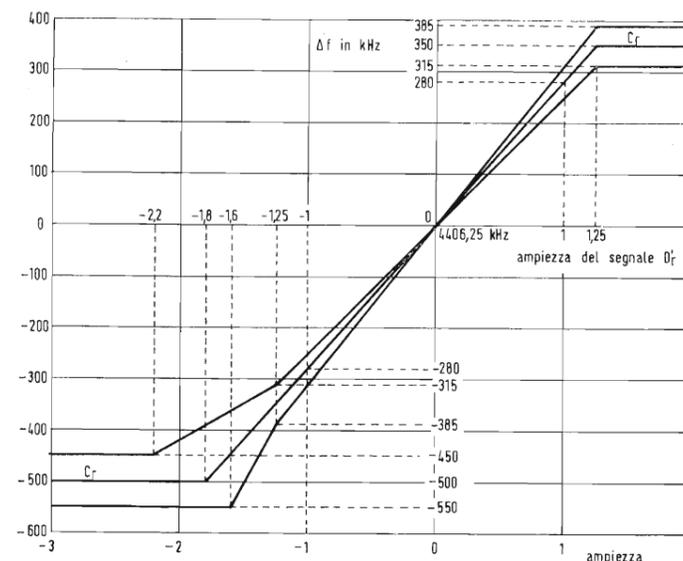



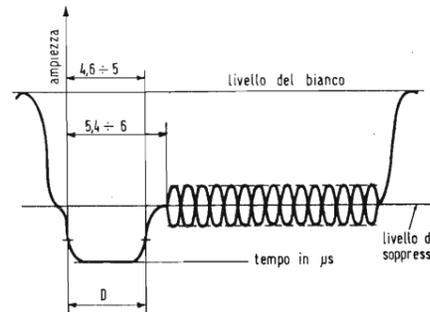
Fig. 4 - Deviazione di frequenza della subportante del segnale differenza rosso e suoi limiti di tolleranza.

può essere sostituito da un altro tipo di tubo o da un insieme di 3 tubi con un solo proiettore; segnali differenze di colori R-Y, V-Y, B-Y applicati alle griglie controllo dei proiettori del cinescopio.

Ciascun insieme catodo-griglia controllo di un proiettore effettua l'operazione di somma fra Y e il segnale differenza, il che fornisce: $Y + (R\text{-}Y) = R$, $Y + (V\text{-}Y) = V$, $Y + (B\text{-}Y) = B$ per cui ogni proiettore riceve così il segnale di crominanza R, V o B che gli spetta.

11. - CIRCUITI DI LUMINANZA

I vari circuiti del canale di luminanza: stadio di entrata « distributore dei segnali VF » (*a*), amplificatore di luminanza (*b*), separazione (*d*) e 1° stadio RF di crominanza (*c*) sono indicati in fig. 8.

Analizzeremo ora separatamente i loro schemi completi. Si tratta della parte luminanza del telaio PVL1*a* dell'ultimo modello di ricevitore di TV a colori della CFT (Compagnie Française de Télévision) particolarmente studiato per la ricezione di trasmissioni secondo il sistema SECAM 3 ottimalizzato attuale (1966). Questo schema conviene particolarmente per i ricevitori adatti alla ricezione di trasmissioni secondo lo standard francese a 625 righe, ma per altri standard la differenza è minima.

12. - STADIO VF DISTRIBUTORE (a)

Lo schema di questo stadio a pentodo è dato in fig. 9, in cui è pure rappresentato il rivelatore video, che segue l'amplificatore FI video a modulazione di ampiezza. Il diodo rivelatore è orientato con l'anodo verso l'uscita, il che permette di ottenere un segnale VF coi segnali di sincronizzazione orizzontale positivi e con la modulazione VF negativa. Questa forma e polarità di segnale VF viene applicata al tubo di entrata di luminanza V501 e deve essere rispettata qualunque sia lo standard. È dunque chiaro che se lo standard fosse di norma G del C.C.I.R. (caso della Spagna e dell'Italia per esempio), il diodo dovrebbe essere disposto in senso inverso, col catodo verso l'uscita, così, con questo standard, si avrebbe lo stesso segnale VF indicato sullo schema.

Il segnale VF è trasmesso dal commutatore *I* a due posizioni (possibilità di entrata video), attraverso al condensatore 0,47 μF e alla resistenza 100 Ω, alla griglia del tubo amplificatore V501, una sezione di un doppio pentodo EFL200 (v. fig. 9). Questo tubo V501 amplifica il segnale VF completo contenente le informazioni di luminanza, di sincronizzazione e di crominanza. Il suo circuito è in tutto uguale a quello di uno stadio amplificatore a videofrequenza (VF), ma vi si trovano dispositivi particolari della TVC: le tre uscite di segnale VF. La polarizzazione è formata dalle due resistenze 100 Ω di catodo, una delle quali non è disaccoppiata e costituisce un carico sul quale si localizza un segnale VF completo, che viene poi utilizzato per il canale di crominanza, al punto X_1. Il segnale di questo catodo, ottenuto considerando V501 come circuito con « placca comune », è di ampiezza minore a quello di entrata ed in fase con esso. La tensione punta-punta del segnale VF sulla griglia è di circa 4 V e leggermente inferiore sul catodo, che è polarizzato a + 3,5 V rispetto alla massa. La griglia soppressore (3) è collegata al catodo. La griglia schermo (2) è polarizzata e disaccoppiata normalmente ed alimentata prendendo la tensione iniziale dal punto + 210 V.

L'anodo restituisce un segnale VF completo, amplificato e invertito rispetto a quello applicato alla griglia controllo.

Il circuito anodico comprende un carico resistivo di 2,2 kΩ collegato al punto + 280 V (X_2). Il segnale VF di placca viene poi trasmesso, passando per il punto X_3, al circuito di separazione. La tensione di riposo all'anodo di V501 è + 255 V.

Fig. 5 - Inizio del segnale video corrispondente ad una riga.

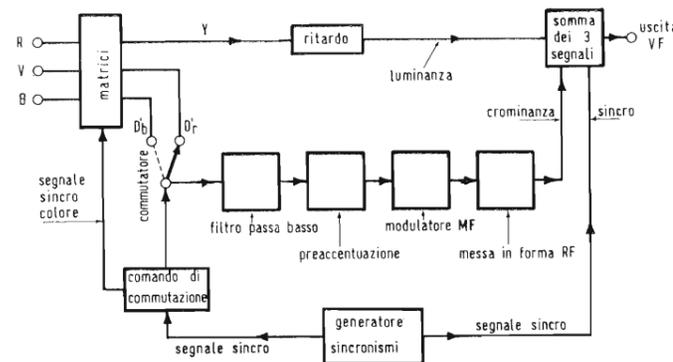



Fig. 6 - Schema a blocchi del complesso codificatore in trasmissione.

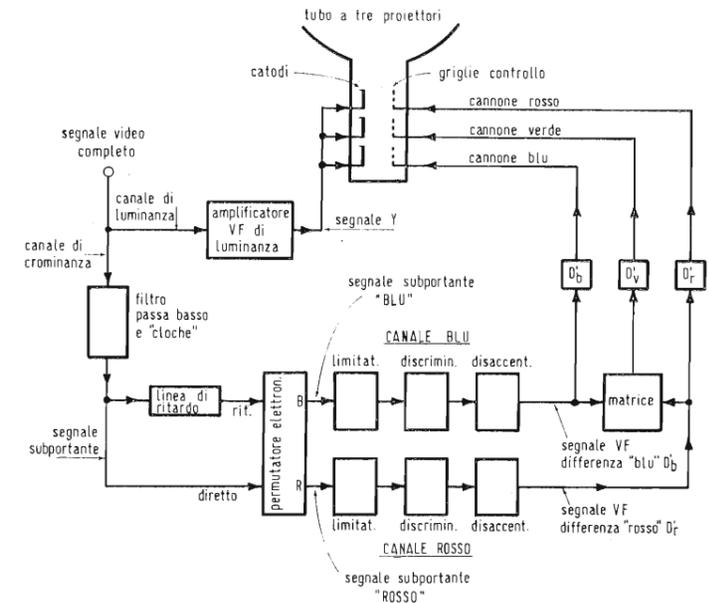



Fig. 7 - Schema a blocchi del complesso decodificatore in ricezione valido solo per i sistemi SECAM 3 e SECAM 3 ottimalizzato.

Dallo stesso anodo parte il canale di « luminanza ». Si trovano in serie: una resistenza da 1 kΩ, una bobina di correzione L502 di 80 μH, una linea di ritardo di luminanza lunga 25 cm, una bobina L503 pure di 80 μH, una resistenza da 1 kΩ ed un condensatore di isolamento di 0,1 μF collegato alla griglia dell'amplificatore V503A (punto X_4). Al nodo dei due ultimi componenti (0,1 μF e 1 kΩ) si trova una resistenza di carico di 1,8 kΩ riportata al punto + 280 V (X_2). La corrente anodica passa quindi per due vie. La linea di ritardo LR_1 da non confondersi con quella del circuito di crominanza, provoca un ritardo, che compensa un altro ritardo che si genera nella sezione di crominanza. La linea di ritardo LR_1 si realizza con un pezzo di cavo coassiale speciale detto coassiale della linea di ritardo.

13. - CIRCUITO SEPARATORE (d)

Lo schema elettrico di questa parte è dato in fig. 10. Il punto X_3 di fig. 9 rappresenta la connessione con l'uscita del segnale VF completo del circuito « distributore ».

Il segnale al punto X_3 ha la forma indicata con 02 in fig. 10, con impulsi negativi orizzontali. Esso viene trasmesso, attraverso la rete 10 kΩ, 0,1 μF, 1 MΩ, alla griglia del triodo V503B, sezione di un doppio triodo ECC82. Esso viene amplificato e invertito. La forma d'onda del segnale sull'anodo di V503B e sulla griglia di V502F, sezione di un doppio pentodo EFL200, è del tipo 03 con impulsi positivi orizzontali. In condizioni di riposo questo pentodo è interdetto e viene sbloccato solo dagli impulsi positivi del segnale. Ne consegue la soppressione della modulazione di luminanza, l'amplificazione degli impulsi di sincronismo e la loro inversione.

Finalmente, sulla placca di V502F si dispone di un segnale sincro a impulsi negativi di riga (forma d'onda 04), che viene trasmesso attraverso un cavo coassiale di 50 Ω al punto 19B del telaio di deviazione.

Va da sè che il segnale sincro contiene pure i segnali di trama non rappresentati sugli oscillogrammi *O*.

L'ampiezza punta-punta del segnale è 30 V sull'anodo di V503B e sulla griglia di V502F. Sulla placca di questo pentodo si hanno impulsi di 180 V. Le tensioni continue sono: + 8 V sul catodo del triodo, + 175 V sulla placca, zero Volt sul catodo del pentodo, + 90 V sullo schermo, + 180 V sulla placca. L'alta tensione di alimentazione è + 210 V.

14. - CIRCUITO DI LUMINANZA (b) - Fig. 11.

Ritorniamo al punto X_4 di fig. 9. Questo punto è collegato alla griglia del primo amplificatore VF di luminanza costituito dal triodo V503A, una sezione di un doppio triodo ECC82; l'altra sezione è utilizzata nel circuito separatore. Il tubo V503A è montato con ano-

do comune, quindi presenta l'uscita sul catodo. Il circuito di catodo, essendo a bassa impedenza, può ammettere collegamenti relativamente lunghi, il che permette di disporre il carico del catodo sul pannello anteriore del ricevitore. Questo carico, riportato attraverso un cavo coassiale di bassa capacità, al catodo, comporta un potenziometro di 500 Ω, il cui cursore è collegato alla griglia del tubo successivo V502L, mediante un altro cavetto schermato coassiale, una resistenza di 47 Ω, un condensatore di 22 nF e una resistenza di 100 Ω (fig. 11). Questo potenziometro regola il contrasto facendo variare l'ampiezza del segnale VF applicato alla griglia di V502L.

L'anodo di V503A è alimentato a partire dal punto + 210 V, attraverso 1 kΩ e messo a massa per la VF con un condensatore di 0,1 μF.

Passiamo ora al pentodo V502L, una sezione di un doppio pentodo EFL200. Questo stadio amplifica il segnale VF completo, che gli è applicato in griglia. Il soppressore è riportato al catodo. La griglia schermo è alimentata a partire dal punto + 210 V, per mezzo di una resistenza di 5,6 kΩ e di una resistenza di 100 Ω. Il disaccoppiamento dovuto al condensatore a mica di 2,2 nF + l'elettrolitico di 8 μF si effettua sul nodo delle due resistenze, il che stabilizza questo stadio.

Il circuito di catodo comporta il primario del trasformatore T501. Questo trasformatore è un filtro di banda accordato sulla frequenza centrale F_c di 4,286 MHz. La sua larghezza di banda è dell'ordine di quella del segnale RF di crominanza incluso nel segnale completo VF. È evidente che si genera una controreazione sulla banda di crominanza e perciò il tubo V502L attenua questo segnale, di modo che il segnale VF contiene, sulla placca di V502L, solo il segnale VF di luminanza Y e i segnali di sincronismo, poichè quelli di crominanza sono fortemente attenuati. Poichè il primario di T501 è connesso a massa, il catodo e il soppressore sono al potenziale di massa per la continua. La polarizzazione della griglia controllo si effettua attraverso una rete di resistenze in serie.

Nel circuito del pentodo V502L si trova anche una rete di controreazione fra placca e griglia, costituita da L504 di 50 μH, con in derivazione 10 kΩ, da una resistenza di 6,8 kΩ + 10 kΩ, da un condensatore isolatore di 0,47 μF e in seguito 22 nF e 100 Ω.

Il carico resistivo anodico del tubo V502L è costituito dalla resistenza di 5,6 kΩ riportata al punto + 390 V. Il segnale Y viene trasmesso dal punto segnato 18T in fig. 11 al nodo dei tre catodi del cinescopio.

La tensione + 390 V viene ridotta a + 280 V da due resistenze di 10 kΩ, 2 W montate in parallelo.

Determiniamo la polarità del segnale Y applicato ai catodi.

Considerando i tubi V501L (fig. 9), V503A e V502L (fig. 11) si vede che i segnali di luminanza sono negativi sulla griglia di V501L, positivi al punto X_4, pure positivi sulla griglia di V502L (poichè V503A non inverte la fase) e, infine, negativi sulla placca di V502L e sui catodi del cinescopio, ed è proprio

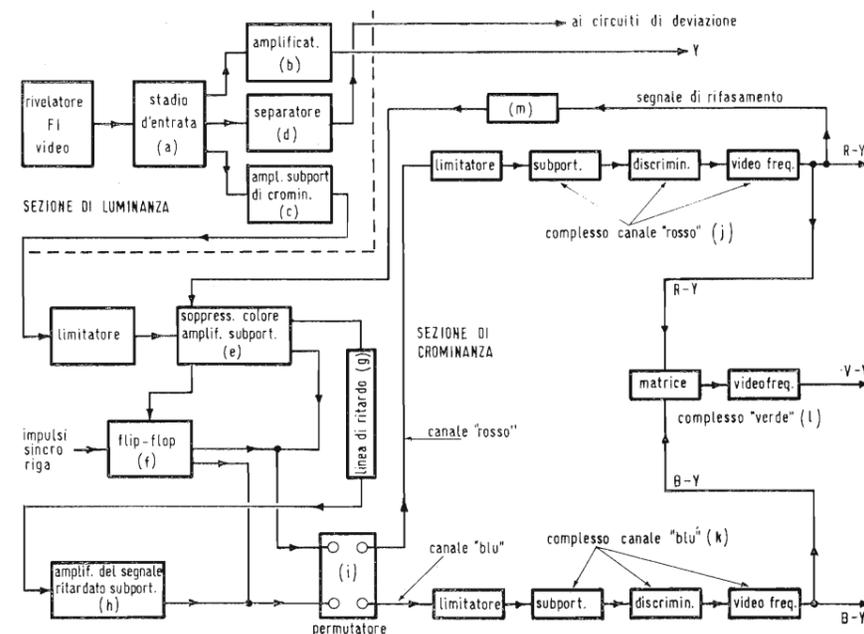



Fig. 8 - Schema a blocchi dei canali di luminanza e di crominanza del ricevitore.

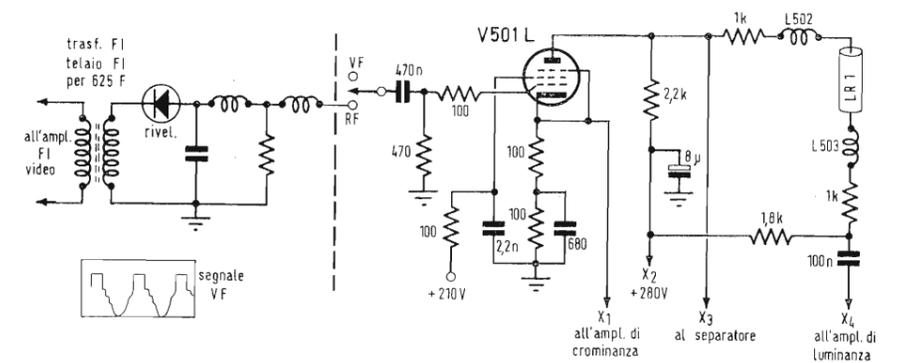



Fig. 9 - Schema elettrico dello stadio « distributore (a) » a videofrequenza.

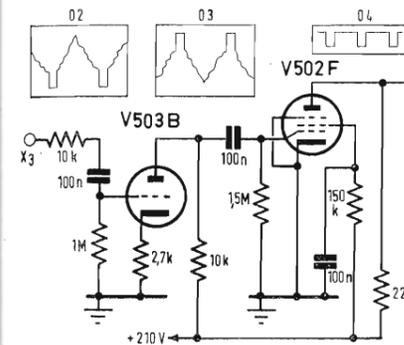



Fig. 10 - Circuito separatore (d).

ciò che ci vuole per applicare un segnale di luminanza sul catodo di un tubo d'immagine.

Nel circuito di griglia del pentodo V502L si trovano anche i seguenti componenti:

a) una bobina di correzione di 500 μH con in parallelo 10 kΩ;

b) due diodi *D* tipo SFD110 o 1N541; il punto comune degli anodi di questi diodi riceve impulsi positivi di riga durante la parte del segnale di sincronismo orizzontale corrispondente al livello del nero, proveniente dal circuito di C.A.G. agganciato (punto 59 FIV). Questi impulsi caricano il condensatore di 100 nF. Durante i tempi di andata, la carica è mantenuta, poichè i diodi sono bloccati e la resistenza di 10 kΩ è in circuito. La polarizzazione di riferimento è determinata dal potenziometro « lumonosità » agente sulla tensione dei catodi del cinescopio attraverso il tubo V502 amplificatore di c.c.

15. - PRIMO TUBO RF DI CROMINANZA (c) - Fig. 12.

Si tratta del tubo amplificatore V501F, una sezione di un doppio pentodo EFL200. Sullo schema a blocchi questo stadio è indicato con la lettera (*c*). Dal punto X_1, questo circuito riceve sul catodo di V501L il segnale VF completo. Trasferito dalla resistenza regolabile di 1 kΩ e dal condensatore di 1 nF, questo segnale, il cui circuito RC ha eliminato gran parte delle componenti di bassa frequenza, perviene all'avvolgimento L601 accordato su F_c = = 4,286 MHz. Il collegamento sulla presa della bobina effettua l'adattamento fra l'uscita a bassa impedenza sul catodo di V501L e l'entrata ad alta impedenza sulla griglia di V501F. Il circuito accordato L501-70 pF seleziona la banda del segnale RF di crominanza che è amplificato dal pentodo V501F e trasmesso dalla placca di questo al punto « entrata croma » della parte del decodificatore destinata ai dispositivi di crominanza, come si può vedere sullo schema funzionale a blocchi. L'entrata della parte crominanza si fa su un limitatore.

Il tubo V501F ha polarizzazione automatica di catodo per mezzo del circuito 220 Ω-0,1 μF. Il soppressore è collegato al catodo e la griglia schermo è portata a circa 210 V. per mezzo della resistenza di 100 Ω. Il carico anodico è di 4,7 kΩ. Un condensatore di disaccoppiamento di 2,2 nF è disposto fra massa e il punto comune delle resistenze di 100 Ω e 4,7 kΩ.

È previsto un dispositivo di spegnimento per mezzo di un segnale proveniente dal punto *C* del circuito di convergenza, trasmesso al catodo di questo tubo pentodo per mezzo di una rete comprendente una resistenza di 1,5 kΩ, un condensatore di 100 μF e un diodo *D* tipo 1N541 (fig. 12).

Abbiamo così ultimata l'analisi degli elementi costituenti il complesso detto di luminanza, ma che in realtà comprende pure il primo stadio RF di crominanza e i due primi stadi del gruppo di separazione. Questa sezione fornisce, in conseguenza, il segnale RF di crominanza e il segnale sincro, mentre quello di modulazione di luminanza è stato eliminato. Prima di passare al complesso di crominanza, conviene ritornare al dispositivo di C.A.G. agganciato, ultima versione, che, come si è visto sopra, fornisce impulsi positivi ai diodi del circuito di griglia del tubo finale di luminanza V502L.

16. - SISTEMA DI C.A.G. AGGANCIATO

Il controllo automatico di guadagno usato con i più recenti tipi di amplificatori FI video, è realizzato secondo lo schema di fig. 13. Questo circuito comprende due triodi: V_{2B} una sezione di un tubo ECF201, e V_{3B} una sezione di un tubo ECF200 dei quali le sezioni pentodiche vengono impiegate come amplificatori FI video.

Il circuito in oggetto riceve due segnali, uno a impulsi orizzontali proveniente

Fig. 12 - Primo stadio RF di crominanza.

da un punto opportunamente scelto dell'oscillatore a rilassamento orizzontale (multivibratore), l'altro a FI prelevato dall'entrata del diodo rivelatore della FI video indicato con D_1 sullo stesso schema di fig. 13. Esso fornisce la tensione di C.A.G. alle griglie dei pentodi amplificatori FI, a partire dall'anodo di V_{3B} come sarà spiegato più sotto. La tensione di C.A.G., che dipende solo dall'ampiezza dei segnali sincro riga ed è indipendente da quella dei segnali di modulazione di luminanza appare ai capi del condensatore di 0,1 μF che fa parte del circuito integratore 1 MΩ, 0,1 μF collegato alla placca di V_{3B}.

Si richiama l'attenzione sul fatto che gli impulsi provenienti dal rivelatore sono di polarità positiva sull'anodo di V_{3B}. Questi impulsi, integrati dal circuito 1 MΩ, 0,1 μF caricano questo condensatore ad una tensione continua di cui il + è a massa e il — dall'armatura opposta del condensatore. Precisamente gli impulsi di riga provenienti dal multivibratore, amplificati e invertiti da V_{2B} sono negativi all'anodo di questo triodo. Tali impulsi caricano il condensatore di 33 pF del circuito oscillatorio L_{14}, 33 pF, poi vengono fugati a massa dal diodo D_4 che è nel senso di conduzione.

La capacità scaricandosi sulla bobina L_{14} produce una mezza onda positiva ad ogni impulso entrante. Il periodo di questo semiciclo unico sinoidale è tale che l'alternanza positiva si genera all'istante in cui termina l'impulso sincroriga e comincia la soglia del livello del nero.

La fig. 14 mostra la forma del segnale fornito da L_{14}, 33 pF ai circuiti successivi.

L'accordo di questo circuito è su di una frequenza f corrispondente ad un periodo dell'ordine di t_1, essendo t_1 la durata dell'impulso di riga, ossia $f = 1/t_1$ circa. In pratica, f è circa 10 volte la frequenza di riga. Il circuito limitatore disposto fra L_{14} e il tubo V_{3B}, lascia passare solo l'alternanza positiva che viene trasmessa alla griglia di V_{3B}. D'altra parte, questa alternanza è pure applicata, attraverso 1500 pF, all'anodo di V_{3B}, che diviene amplificatore durante questo brevissimo tempo, durante il quale, il segnale proveniente dal rivelatore è applicato alla sua griglia è al livello del nero.

Il circuito integratore collegato all'anodo di V_{3B}, composto da 1 MΩ e 0,1 μF carica quest'ultimo condensatore negativamente come indica la fig. 15. In *a*) si vedono gli impulsi positivi all'entrata del circuito integratore (placca di V_{3B}) e in *b*) il segnale integrato applicato al condensatore di 0,1 μF.

D'altra parte, gli impulsi positivi e_1 di fig. 14, vengono trasmessi al punto 59FIV della fig. 13 per ottenere la restituzione della componente continua.

Il diodo D_3 è un rivelatore FI video, diverso da quello dell'amplificatore FI.

Esso riceve un segnale FI e la sua orientazione è tale che per i segnali dello standard francese, la sola alternanza positiva viene trasmessa alla griglia di V_{3B}. Questa griglia riceve, in conseguenza, soltanto durante i ritorni, impulsi negativi orizzontali, il che dà sulla placca impulsi positivi, come si è detto sopra. D'altra parte D_2 trasmette alla griglia di V_{3B} gli impulsi positivi destinati a sensibilizzare questo tubo durante i ritorni, poiché questi impulsi rendono l'anodo del diodo positivo e

Fig. 11 - Circuito di luminanza (b)

Fig. 13 - Sistema di C.A.G. agganciato.

Fig. 14 - Forma del segnale fornito dal circuito L_{14}-33 pF.

Fig. 15 - Tensione ai capi del condensatore del circuito integratore 1 MΩ-0,1 μF.

per conseguenza conduttore il diodo. Si è così ultimata la descrizione dell'insieme dei dispositivi: distribuzione del segnale VF completo, separazione e primo stadio di crominanza.

Il complesso detto di « crominanza » riceve il segnale fornito dal tubo V501F di fig. 12 al punto « all'entrata croma ».

17. - CIRCUITO DI CROMINANZA PRIMA DELLA COMMUTAZIONE

Lo schema di questa parte del canale di crominanza è dato in fig. 16.

Si ricordi che il segnale RF di crominanza è modulato in frequenza, alternativamente dai segnali VF di crominanza *R-Y* e *B-Y*. Si tratta dunque di un unico segnale RF modulato in frequenza.

Lo schema di fig. 16 permette di ottenere due segnali RF, ai terminali di uscita del permutatore, cioè i segnali D_r' e D_b'; precisamente, ad un'uscita si ha il segnale RF alla frequenza di riposo 4,406 MHz modulata dal segnale VF differenza « rosso », e all'altra uscita si ha il segnale RF alla frequenza centrale di riposo 4,250 MHz modulato dal segnale VF differenza « blu ».

Questo schema comprende le seguenti sezioni: limitatore-killer-amplificatore, flip-flop, linea di ritardo LR e « reamplificatore ». Il notevole numero dei collegamenti fra queste parti, ha suggerito di rappresentare queste ultime insieme nello schema di fig. 16.

Il funzionamento del limitatore a diodi $D_1 = D_2 =$ 1N542 è basato sulle soglie di conduzione di questi diodi montati in opposizione. Queste soglie sono determinate dalle resistenze di polarizzazione 2,2 kΩ, 820 kΩ, 2,2 kΩ.

In riposo, i due diodi sono conduttivi, dunque hanno gli anodi positivi rispetto ai catodi. Un segnale RF di una certa ampiezza viene trasmesso dal condensatore di 330 pF alla griglia di V602A. Se l'ampiezza supera il valore previsto, il diodo D_1 si blocca per i passaggi delle semionde positive, e il diodo D_2 per i passaggi delle semionde negative del segnale. La bobina L601 è di 70 μH.

La tensione continua sugli anodi dei diodi è di 0,4 V e l'ampiezza punta-punta del segnale RF trasmesso alla griglia di V602A è di 0,5 V.

Non consideriamo per il momento lo stadio soppressore del colore (killer) V601A e supponiamo che il segnale di colore sia corretto. In questo caso il pentodo V602A funziona da amplificatore RF; esso è seguito da un trasformatore a tre avvolgimenti. Il secondario accordato da 22 pF trasmette, mediante la presa centrale, il segnale RF amplificato al commutatore elettronico. Il punto basso del secondario collegato al condensatore 820 pF riceve gli impulsi alla frequenza di riga $F_0 = 15625$ Hz, che pure vengono applicati al commutatore. Questi impulsi provengono dal flip-flop V601B e V602B.

Il terziario del trasformatore T601 trasmette il segnale RF all'entrata della linea di ritardo di 64 μsec. (durata di una riga). Le frequenze centrali di riposo dei segnali RF sono alternativamente 4,406 e 4,250 MHz e il trasformatore V601 è accordato alla frequenza centrale $F_c = 4{,}286$ MHz che corrisponde al vertice delle curve « anticloche » e « cloche ».

Il segnale RF ritardato, sempre unico e alternativamente rosso e blu, viene applicato dall'uscita dalla linea di ritardo LR, attraverso un cavo coassiale di 50 Ω e al trasformatore T602, allo stadio « reamplificatore » a pentodo V603A.

Lo stadio ha un guadagno dell'ordine

Fig. 16 - Schema elettrico del canale di crominanza prima della permutazione, comprendente il limitatore, il soppressore del colore e amplificatore, il flip-flop, la linea di ritardo e il reamplificatore.

di 20 dB, che compensa la perdita di livello dovuta all'attenuazione apportata dalla linea di ritardo.
All'uscita di questo stadio c'è il trasformatore T603, il cui secondario trasmette al permutatore il segnale RF di crominanza e il segnale di commutazione proveniente dalla bascula. Il potenziometro di 1 kΩ permette di equilibrare le due tensioni RF, diretta e ritardata applicate al commutatore.
Il funzionamento di questo circuito caratteristico del sistema SECAM è ritenuto noto ai lettori.
Il flip-flop fornisce alle sue due uscite, segnali rettangolari opposti, dei quali ogni semionda ha la durata di una riga. Esso funziona normalmente grazie agli impulsi negativi di riga che vengono applicati ai due catodi riuniti dei triodi V601B e V602B. A ciascun impulso di riga il flip-flop passa da uno stato all'altro. I segnali differenza rosso e blu sono ottenuti separati alle due uscite del permutatore.

Diamo qui di seguito qualche valore di tensione in alcuni punti dello schema di fig. 16.
Tensione continua: placca di V601A + + 175 V; catodo + 56 V; schermo di V602A + 280 V; griglia controllo + 53,5 V; catodi del flip-flop + 22 V; griglia 1 15 V e 22 V alternativamente; placche 320 V una, 140 V l'altra alternativamente. Dopo riduzione operata dai divisori di tensione, le tensioni sono alternativamente 320 V e 290 V, da cui si deduce che le tensioni rettangolari fornite dal flip-flop hanno ampiezza di 310 — 290 = 20 V circa. Il catodo di V603A è a + 2 V, lo schermo a + 135 V, come la placca.
Le tensioni RF punta-punta sono: 15 V sull'anodo di V602A; 0,8 V all'entrata della linea di ritardo, 0,16 V all'uscita; 1 V sulla griglia di V603A; 10 V sull'anodo di questo tubo. Ai punti di entrata del permutatore, le tensioni RF punta-punta sono 5 V.

MESSA A PUNTO DI METODI NUMERICI PER LO STUDIO DELLA PROPAGANDA ELETTROMAGNETICA IN GUIDE D'ONDA TRASVERSALMENTE INOMOGENEE E NEI CONDOTTI TROPOSFERICI

Presso l'Istituto di teoria e tecnica delle onde elettromagnetiche, diretto dal Prof. Gaetano Latmiral, dell'Università di Napoli, è stato condotto uno studio della propagazione elettromagnetica in guida riempita di materiale la cui sezione trasversa è inomogenea, con applicazione ai condotti troposferici. Finalità della ricerca è stata la messa a punto di metodi numerici per lo studio della propagazione elettromagnetica, in guide d'onda trasversalmente inomogenee e nei condotti troposferici.
Per quel che concerne lo studio della propagazione elettromagnetica nelle guide rettangolari trasversalmente inomogenee, i risultati della analisi sono riportati in una memoria pubblicata nel 1963 (Franceschetti, Alta Frequenza, XXXII, N. 2, 1963). Dopo aver richiamato il metodo della funzione caratteristica di Green, viene proposto un nuovo metodo di analisi, basato sulle condizioni di risonanza trasversale, e nel quale si fa largo uso di concetti di impedenza e coefficiente di riflessione. Seguendo questo secondo criterio, lo studio del problema viene matematicamente impostato in termini di risoluzione di una equazione del Riccati, la quale, se relativa al coefficiente di riflessione, è particolarmente atta ad essere risolta numericamente. Nella nota sono anche riportate le caratteristiche della propagazione in una guida rettangolare la cui costante dielettrica vari esponenzialmente nella sezione trasversa; queste caratteristiche sono state determinate adoperando un calcolatore analogico. L'estensione di queste tecniche a casi più generali di guide a sezione non rettangolare o trasversalmente aperte è stata oggetto di una ulteriore nota (Franceschetti, PIBMRI-1186-63, 1963).
Si è poi tentato di applicare le stesse tecniche sviluppate per le guide allo studio della propagazione elettromagnetica nei condotti troposferici; i risultati dell'analisi sono riportati nella nota (Franceschetti, Proceedings IEEE, LI, N. 11, 1963). In questa nota vengono formulate le equazioni atte alla ricerca, eventualmente numerica od analogica, dei modi di propagazione in una troposfera stratificata; in presenza delle sorgenti, l'ampiezza dei singoli modi può essere calcolata sfruttando le proprietà di ortonormalità dei modi stessi; queste ampiezze sono quindi date sotto forma di integrale nel volume occupato dalle sorgenti. Un caso pratico è stato numericamente analizzato.
L'importanza pratica della ricerca appare notevole. Per le guide trasversalmente inomogenee, una interessante applicazione può essere l'ottenere opportune distribuzioni di bocca per trombe elettromagnetiche, o strutture guidanti a sezione trasversa stratificata aventi particolari caratteristiche. Per i condotti troposferici, la soluzione del problema inomogeneo, e cioè in presenza di sorgenti, può essere utile per determinare la posizione verticale più opportuna delle stesse al fine di migliorare l'efficienza del collegamento.

(*i. s.*)

NUOVO MICROCIRCUITO LINEARE PER I SISTEMI DI COMUNICAZIONE

Unico per le sue caratteristiche, tali da consentire una limitazione del segnale senza per questo operare una distorsione di fase, il μA 703C è annunciato dalla SGS in aggiunta alla gamma dei suoi circuiti integrati lineari per impieghi professionali.
Si tratta di un completo amplificatore RF/MF di alta qualità, totalmente integrato su un'unica piastrina di silicio e montato in contenitore TO-5 a 6 adduttori. Il μA 703C è previsto per il funzionamento in una gamma di temperatura compresa tra 0 e 70 °C come amplificatore limitatore o non limitatore, miscelatore o oscillatore fino a 150 MHz. Il suo ridotto tasso di reazione interna assicura una stabilità più elevata di quella che si potrebbe ottenere con circuiti normali, mentre la presenza di un circuito di polarizzazione nello stesso contenitore riduce il numero di componenti esterni necessari al suo funzionamento, aumentando così la versatilità ed il grado di affidamento di questo dispositivo.
Usato in limitatori a media frequenza e a modulazione di frequenza (da 50 kHz a 100 MHz), il μA 703C presenta una eccellente linearità di fase e limita senza saturare. La sua transammettenza inversa (2 μmho) consente un eccellente isolamento tra stadio e stadio.
Grazie inoltre alla capacità di reazione del tutto trascurabile ed al buon isolamento fra ingresso e uscita, l'adattamento può essere più rapido che con amplificatori a componenti discreti.
La figura di rumore di 7 dB a 100 MHz ed il guadagno in potenza di 20dB a 100 MHz rendono il μA 703C ideale per l'impiego come amplificatore RF di potenza, e in amplificatori logaritmici RF e video dove minimizza quei

problemi di « overdrive recovery » e di distorsione dell'impulso, che si incontrano spesso quando si tenta di migliorare la portata dinamica dei sistemi radar.
Notevoli anche l'alto guadagno (26,5 dB a 10,7 MHz), che consente l'uso di un numero inferiore di stadi MF, la bassa capacità (ingresso 9 pF, uscita 2 pF) e la bassa transammettenza inversa, che permettono la realizzazione di amplificatori accordati ad alto guadagno semplicemente mettendo in cascata gli stadi necessari.
E' anche disponibile il μA 703, che rappresenta la versione adatta all'impiego in tutta la gamma di temperatura che va da —55 °C a + 125 °C.

(pr)

EFFETTO MILLER RIDOTTO CON IL BFX 98

La bassissima capacità di reazione (C_{re} = 2,2 pF) del nuovo transistore BFX 98 della SGS, rende più facile evitare la riduzione della larghezza di banda video causata dall'effetto Miller, consentendo un'amplificazione lineare per l'intera gamma di frequenza.
Questa possibilità, unitamente ad una elevata LV_{CEO} (150 V minimi), che consente larghe variazioni della tensione d'uscita, e ad una f_T di 40 MHz minimi, fa del BFX 98 un dispositivo eccellente per una grande varietà di applicazioni dove sono richieste sia alta tensione sia una bassa capacità di reazione: ad esempio, amplificatori video, stadi pilota di tubi a raggi catodici per oscilloscopi fino a 10 MHz, televisione industriale, studi televisivi e monitor.

(pr)

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE A BASSA DERIVA

La SGS ha immesso sul mercato il BFX 99, un nuovo amplificatore differenziale NPN a bassa deriva.
Lo stretto accoppiamento tra le V_{BE} ed un buon h_{FE} rendono questo disposi-
Questa bassa deriva è ottenuta grazie al processo planare ed a tecniche di piccolo segnale e ad elevate prestazioni in una vasta gamma di applicazioni nelle quali è di fondamentale importanza che la deriva sia contenuta in limiti estremamente bassi.
tivo particolarmente adatto all'impiego come amplificatore differenziale a montaggio che sono all'avanguardia in questo settore. Due piastrine contigue vengono prelevate dalla stessa fetta di silicio, in modo che le giunzioni emettitore-base dei due transistori risultano praticamnte identiche.
I due elementi vengono poi montati l'uno vicino all'altro in un contenitore TO-5, così che entrambi lavorino alla stessa temperatura, rendendo del tutto trascurabile l'effetto della deriva.
Il dispositivo presenta una curva di h_{FE} in funzione della corrente di collettore molto appiattita e l'accoppiamento di h_{FE} è garantito per tutta la gamma di temperatura da —55 a + 125 °C.

(pr)

DUE NUOVI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO DELLA SGS.

La SGS ha presentato, ad un prezzo particolarmente contenuto il BFX 82 ed il BFX 83 due transistori ad effetto di campo a canale « p » di costruzione planare al silicio.
Essi sono caratterizzati da elevata transammettenza diretta, basso rumore, trascurabili correnti disperse e bassa resistenza di conduzione.
La transammettenza diretta del BFX 82 è di 3500 μmho tipici, quella del BFX 83 di 6000 μmho tipici; la resistenza di conduzione tra « drain » e « source » (f = kHz) è di 300 Ω per il BFX 82 e 180 Ω per il BFX 83 (entrambi valori tipici.
I transistori ad effetto di campo sono simili come funzionamento alle valvole; possono pertanto sostituirle benissimo, elevando il rendimento finale, in molte applicazioni quali amplificatori di media frequenza, « inseguitori di sorgente » (in sostituzione degli « inseguitori catodici »), squadratori di tensione, duplicatori di frequenza, oscillatori controllati a cristallo, sfasatori variabili e traslatori di livello.
Il basso rumore e l'alto Y_{fs} fanno di questi transistori i componenti più adatti per gli stadi d'ingresso di una grande varietà di circuiti. La loro proprietà di comportarsi come resistenze controllate in tensione rende il loro impiego

vantaggioso in amplificatori elettrometrici, sorgenti di tensione molto precise ed amplificatori a compressione.
La loro alta impedenza è molto utile per l'accoppiamento con sorgenti di segnale ad alta impedenza e per ridurre il carico nei circuiti RC e nei circuiti accordati.
L'eccellente caratteristica di trasferimento li rende adatti come alimentatori di tensione di precisione negli oscilloscopi, negli amplificatori c.c. di taratura e come alimentatori di polarizzazione.

(pr)

TECNICHE PER LA PRODUZIONE DI MASSA A BASSO COSTO PER DIODI AD EFFETTO TUNNEL

La *General Electric Company* (USA) ha progettato delle tecniche per la produzione di massa e per la fabbricazione a basso costo di due nuove serie di diodi a effetto tunnel.
Per la prima volta è ora possibile l'applicazione pratica su larga scala dei diodi a effetto tunnel.
L'originale diodo a effetto tunnel era un piccolo dispositivo estremamente costoso poichè ogni singola unità doveva essere fabbricata quasi interamente a mano.
Questo diodo a effetto tunnel non poteva sopportare il minimo urto o sbalzo di temperatura, e questo fatto unito al suo alto costo rendeva praticamente impossibili molte applicazioni.
I nuovi metodi di fabbricazione sono stati progettati per risolvere alcuni di questi problemi e gli sviluppi tecnici hanno aiutato ad abbassare il prezzo unitario.
Malgrado tali miglioramenti il dispositivo non era praticamente impiegabile per larghe applicazioni.
Il TD700 e la serie 700H rappresentano un vantaggio nelle tecniche della produzione di massa che hanno ulteriormente ridotto il prezzo dei diodi a effetto tunnel.
La serie TD700 è disponibile sia in modello assiale per circuiti convenzionali e sia in forma di bulbo per l'impiego in circuiti ibridi integrati.
La serie TD700 e la 700H dei diodi a effetto tunnel possono operare al ritmo di 200 MHz, con alcune funzioni che si avvicinano ai 400 MHz.
La dissipazione di potenza del diodo a effetto tunnel, nominalmente 40 μW per unità, permetterà all'ingegnere progettista dei calcolatori di sviluppare sistemi logici con un maggior numero di funzioni in un dato spazio.
La rivoluzione dei circuiti integrati (IC) ha contribuito in modo significativo alla alta velocità dei calcolatori permettendo la collocazione vicinissima dei transistori e minimizzando i ritardi dovuti alle interconnessioni.
I bulbi TD700 in una funzione IC accoppiano i brevi ritardi degli IC con le altissime velocità di commutazione dei diodi a effetto tunnel.
La messa a punto di nuovi speciali materiali consente ora alla General Electric di offrire una serie di diodi a effetto tunnel al germanio che possono operare alla temperatura di 125 °C.
Designati come serie TD 700 H questi dispositivi possono ora soddisfare anche le esigenze militari.
Le disponibilità della nuova serie 700TD di diodi a effetto tunnel, a basso costo, fanno sì che i calcolatori di nuova progettazione potranno essere prodotti a costi più bassi ed operare a livello di efficienza più alta.

(r. f.)

(*a cura dell'ing. Franco Simonini*)

per. ind. Renato Magnani

Oscilloscopio di ricerca a doppia traccia e alta sensibilità Philips PM 3238*

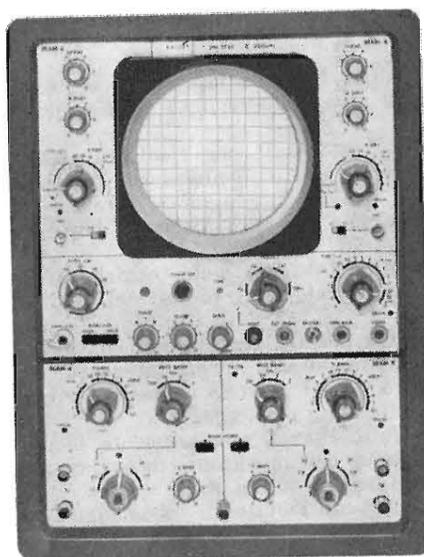



Fig. 1 - Foto dello strumento.

1. - GENERALITA'

Lo strumento che presentiamo questo mese è un oscilloscopio di elevate caratteristiche, particolarmente adatto per l'uso di ricerca su apparecchiature con bassissimi livelli di tensione, per studi elettromedicali e meccanici; la sua alta sensibilità permette inoltre il controllo diretto dei segnali forniti da trasduttori, il rilievo di tensioni biologiche quali quelle prodotte da fasci nervosi, ecc.

Il PM3238 è un oscilloscopio a doppia traccia con sensibilità di 50 μV/cm, con possibilità di funzionare come oscilloscopio a semplice traccia ma con sensibilità di pochi μV/cm; questo viene praticamente ottenuto con la connessione in serie dei 2 amplificatori verticali i quali sono del tipo differenziale, con doppio ingresso in modo da permettere l'esecuzione di misure differenziali. Questo è particolarmente importante per gli usi a cui è destinato l'oscilloscopio in quanto in misure di caratteristiche biologiche o di segnali dovuti a sforzi meccanici il segnale desiderato è presente solo come una piccola differenza di potenziale fra due punti i quali sono generalmente ad un livello assai più elevato di tensione verso terra.

Usualmente, però, quest'ultima tensione è uguale in ampiezza e fase su ambedue i punti per cui viene annullata dall'amplificatore differenziale e viene amplificato il solo segnale desiderato.

Il segnale presente in modo uguale su ambedue i punti viene chiamato segnale CM (da « common mode signal »), il segnale differenza fra i due punti segnale DM (da « differential mode signal »).

Si definisce fattore di reiezione dell'amplificatore differenziale il rapporto V_1/V_2 dove V_1 è il livello del segnale applicato, ugualmente ed in fase, fra terra e ambedue i terminali di ingresso per produrre una determinata uscita, e V_2 il livello dello stesso segnale applicato fra terra ed un ingresso, con l'altro ingresso a terra, in modo da produrre la medesima uscita. Questo fattore esprime evidentemente la capacità dello strumento di discriminare fra segnali CM e DM; in questo oscilloscopio il fattore di reiezione, nelle condizioni più sfavorevoli all'estremo alto della banda passante, è sempre maggiore di 1000 : 1.

Il circuito generatore dell'asse-tempi funziona a sganciamento od in oscillazione libera e fornisce un asse-tempi con velocità di deflessione variabile fra 5 sec/cm e 5 μs/cm; mediante la inclusione dal circuito espansore in posizione X20 si ottiene una velocità di deflessione di 0,25 μs/cm. L'oscilloscopio è inoltre provvisto di circuito intensificatore e di cercatori della traccia; è prevista la possibilità di sincronizzare l'inizio del ciclo del generatore asse-tempi mediante chiusura di un contatto meccanico esterno. Questo è particolarmente utile per l'esecuzione di fotografie all'oscilloscopio in quanto l'inizio del ciclo viene sincronizzato dalla chiusura del contatto-X della macchina fotografica.

Questo oscilloscopio è stato concepito in modo da richiedere il minimo uso di apparecchiature ausiliarie per l'effettuazione della maggior parte delle misure; ove queste si rendano necessarie sono disponibili, dallo strumento tre tensioni stabilizzate per l'alimentazione dell'unità ausiliaria.

2. - DATI TECNICI

Tubo a raggi catodici a doppia traccia da 13 cm, 4 kV, 10 cm × 10 cm, E13-16GL.

Asse Z con impedenza di ingresso uguale a 500 kΩ in parallelo a 140 pF; gamma di frequenza di funzionamento dalla c.c. a 200 kHz.

Amplificatori verticali: sono due amplificatori differenziali con accoppiamenti in c.c. Larghezza di banda con ingresso c.c. da 0 a 200 kHz; con ingresso c.a. da 0,5 Hz a 200 kHz. Sono inseribili dei filtri passa-alto da 0,5, 1, 10 e 100 Hz (punto a 3 dB) e passa-basso a 200, 20, 2 e 0,2 kHz (punto a 3 dB). La sensibilità di ciascun amplificatore è di 50 μV/cm. Attenuatore con scatti tarati in serie 1,2 e 5 da 50 μV/cm a 5 V/cm. Regolazione continua non calibrata all'interno del campo di ogni scatto. Tolleranza ± 3%.

Fattore di reiezione per segnali CM: a 0,05-5 mV/cm: 50.000 : 1 a 50 Hz > 1.000 : 1 a 200 KHz; a 0,01-5 V/cm: > 2.000 : 1 a 50 Hz

Massimo segnale CM:
a 0,05-5 mV/cm: 10 V; a 10 mV/cm: 20 V; a 20 mV/cm: 5 V ecc. fino a 500 V massimi.

Impedenza d'ingresso di 1 MΩ in parallelo a 50 pF.

Massima tensione d'ingresso con accoppiamento in c.a. 500 V.

Massima deflessione indistorta di 30 cm, per frequenze di centro-banda, di cui 10 cm visibili sullo schermo.

Campo di spostamento: 30 cm. Deriva con accoppiamento in c.c. di 500 μV/h dopo un'ora, con accoppiamento in c.a. di 5 μV/h dopo un'ora. Selettore di ingresso a 7 posizioni: DC/AC solo canale I, DC/AC canale I-II, DC/AC solo canale II e posizione « O » in cui l'ingresso dell'amplificatore viene connesso a terra.

Bilanciamento in c.c. per mezzo di un servo-sistema.

Funzione dell'amplificatore Ya; amplificatore verticale per il raggio A. Funzione dell'amplificatore Yb: amplificatore verticale per il raggio B od orizzontale per il raggio A (per funzionamento X-Y). Deriva di fase relativa fra Ya e Yb < 3° su 100 kHz.

Uscita per registratore con sensibilità di 50 mV/cm di deflessione con uscita bilanciata e 25 mV/cm di deflessione con uscita dissimmetrica.

Tensioni di calibrazione da 0,2 mV a 100 V in serie 1, 2, 5. Tolleranza ± 1%. Onda quadra con frequenza di 1 kHz.

Amplificatori orizzontali con larghezza di banda dalla corrente continua a 250 kHz con accoppiamento in c.c. e da 3 Hz a 250 kHz con accoppiamento in c.a. Sensibilità di 100 mV/cm.

Attenuatore a 9 scatti calibrati in serie 1, 2, 5. Regolazione continua di guadagno, non calibrata, nel campo di ogni scatto. Tolleranza ± 3%. Impedenza d'ingresso di 500 kΩ in parallelo ad un massimo di 56 pF. Massima tensione d'ingresso con accoppiamento c.a.: 300 V c.c. Massima deflessione indistorta di 200 cm (di cui 10 cm visibili) per la frequenza di centro-banda. Campo di spostamento: 200 cm. Funzione dell'amplificatore Xa: amplificatore orizzontale per il raggio A o A e B. Funzione dell'amplificatore Xb: amplificatore orizzontale per il raggio B. Segnale di comando per Xa o Xb, indipendente dal generatore dell'asse-tempi, esterno o interno alla frequenza di rete con regolazione di fase superiore ai 300°.

Generatore dell'asse dei tempi: può funzionare sia in oscillazione libera che a sganciamento. Velocità di deflessione calibrata da 5 μsec/cm a 5 sec/cm in serie 1, 2, 5. Con il comando di espansione in posizione X20 si ha una velocità massima di 250 nanosec/cm. Comando di regolazione continua, non ca-

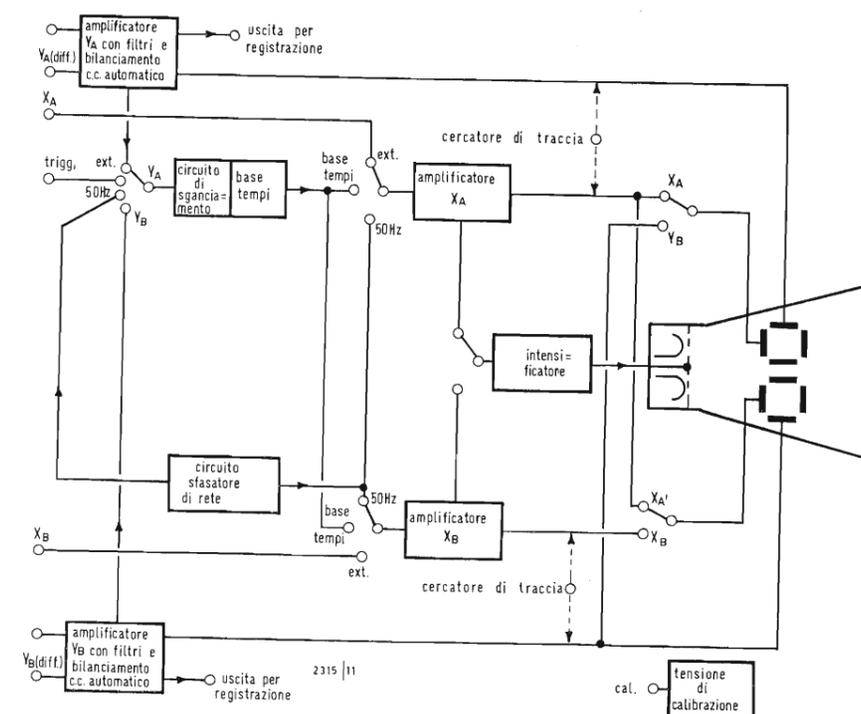



Fig. 2 - Schema a blocchi dell'oscilloscopio a doppia traccia PM 3238.

* Ripreso da « Electronic measuring and microwave notes » per concessione della Philips-EMA - Milano.

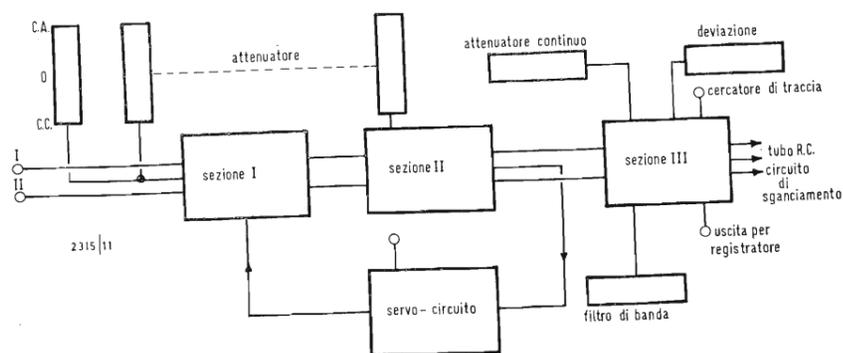



Fig. 3 - Schema a blocchi dell'amplificatore verticale del PM 3238.

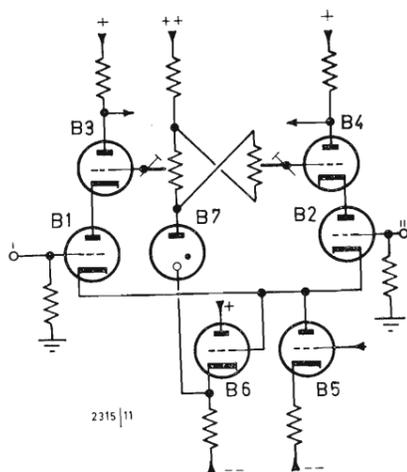



Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore differenziale-cascode per l'asse *Y*.

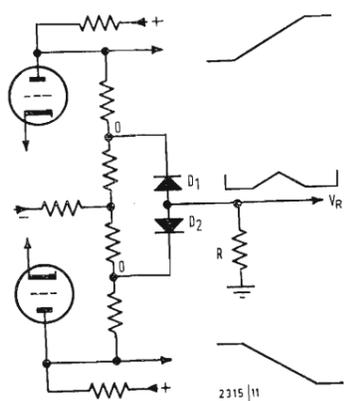



Fig. 5 - Schema elettrico dello stadio formatore dell'impulso di comando per l'unità intensificatrice.

librato; con questo comando la velocità di deflessione minima può essere portata fino a 15 sec/cm. Tolleranza ± 3% sugli 8 cm centrali dello schermo Espansione X2, X5, X10 con facilità di identificazione della parte visibile della traccia espansa mediante intensificazione della traccia restante (l'oscilloscopio può funzionare in questo modo anche comandato da un segnale orizzontale esterno).
Con il comando di espansione incluso la tolleranza è del ± 5% negli 8 cm centrali di schermo. Uscite dal generatore asse-tempi: Onde a dente di sega 40 V_{pp}; segnali di sincronismo 10 V_{pp}. Possibilità di far ripartire da zero l'asse tempi per mezzo della chiusura d'un contatto esterno.
Sincronizzazione dell'asse-tempi.
La sincronizzazione dell'asse tempi può avvenire con segnale interno, dagli amplificatori verticali Ya o Yb od a frequenza di rete, o con segnale esterno. Polarità positiva o negativa. Il funzionamento può essere ad impulso singolo. La sensibilità è di 5 mm di deflessione per comando con segnale interno e 1 V_{pp} con segnale esterno. Impedenza d'ingresso di 1 MΩ in parallelo a 25 pF. Massimo livello del segnale di sincronismo esterno: 20 V. Il livello del segnale di sincronismo interno può essere regolato fino oltre i 10 cm di deflessione; per il sincronismo alla frequenza di rete la fase è regolabile fino ad oltre 300 °. Il segnale di sincronismo esterno può essere regolato fino ad oltre i 10 V.
Uscite per alimentazione apparecchiature ausiliarie:
Uscita I + 12 V c.c. a 300 mA.; Uscita II — 150 V c.c. a 20 mA.; Uscita III + 200 V c.c. a 20 mA. Queste uscite hanno un fattore di stabilizzazione migliore di 100 : 1 per variazioni del carico o di rete.
Alimentazione: a 110, 125, 145, 200, 220 e 245 V; 40-100 Hz.
Accessori. Puntale attenuatore 10 : 1 tolleranza 3% con accoppiamento in c.c., impedenza d'ingresso 10 MΩ in parallelo a 12 pF. Massima tensione d'ingresso 1000 V c.c., 500 V c.a.

È disponibile inoltre una serie di cavi e puntali e connettori per questo oscilloscopio sotto il numero di serie PM 9328.

3. - DESCRIZIONE DELLO SCHEMA A BLOCCHI

Lo schema a blocchi dell'oscilloscopio è visibile in fig. 2. I due ingressi verticali Ya e Yb sono connessi ai rispettivi amplificatori verticali del tipo differenziale; le uscite di questi sono quindi collegate ai rispettivi sistemi di deflessione sul tubo a raggi catodici. Da ambedue gli amplificatori è prevista una uscita per strumento registratore con circuito bilanciato o sbilanciato. La banda passante degli amplificatori è regolabile fra 0 e 200 kHz mediante l'inserzione di alcuni filtri passa-basso e passa-alto previsti nel circuito.
Il bilanciamento in c.c. viene ottenuto in modo semiautomatico mediante un servo-sistema che si inserisce mediante la pressione di un tasto. Il generatore dell'asse-tempi può essere comandato a sganciamento sia da un segnale esterno che internamente, prelevando una parte del segnale di Ya o di Yb, o anche alla frequenza di rete attraverso un circuito variatore di fase. Nel circuito di sganciamento sono pure previsti dei filtri passa-basso e passa-alto in modo da rendere possibile l'eliminazione di segnali di sganciamento spurii dovuti a tensioni di ronzio o « noise ».
Ciascuno dei due amplificatori orizzontali, Xa e Xb, può essere connesso, indipendentemente dall'altro, sia al generatore dell'asse-tempi che ad un segnale esterno od alla frequenza di rete con fase variabile.
La possibilità di connettere ciascun gruppo di placchette di deflessione orizzontale sia al proprio amplificatore o assieme all'amplificatore Xa, o la connessione del sistema di deflessione orizzontale del raggio *B* all'amplificatore verticale Ya offre una vasta scelta di modi di deflessione. In questo modo è possibile, fra l'altro, effettuare misure di due grandezze *X-Y* con sensibilità

Fig. 6 - Forma d'onda relativa all'amplificatore orizzontale ed al ponte formatore degli impulsi per l'unità intensificatrice.

di 50 μV/cm su ambedue gli assi. Sono previsti due tasti per la ricerca della traccia con la pressione dei quali si riduce fortemente sia l'amplificazione verticale che l'orizzontale in modo che la traccia viene ricondotta sullo schermo. Lo strumento fornisce una serie di tensioni di calibrazione da 200 μV a 100 V per la taratura ed il controllo delle sonde di prova e degli amplificatori.

4. - AMPLIFICATORE VERTICALE

L'amplificatore verticale, di cui diamo lo schema a blocchi in fig. 3, è diviso in tre sezioni di cui la prima è costituita da due stadi cascodi in push-pull con fattore di reiezione molto alto. Questa sezione è montata su supporto molleggiato in modo da eliminare ogni effetto microfonico. Uno schema elettrico semplificato di questo stadio è visibile in fig. 4; il fattore di reiezione di questo circuito è assai alto in quanto, oltre ad una accurata scelta dei componenti, è stato usato un tubo elettronico, B_5, al posto della normale resistenza di catodo.
L'amplificazione dello stadio viene quindi regolata per mezzo d'una tensione di controllo applicata alla griglia dei tubi B_3 e B_4; è previsto un circuito di controllo costituito dal tubo ripetitore catodico B_6, che funziona da stadio disaccoppiatore e dal tubo al neon B_7. Una variazione della tensione presente sulla connessione comune di catodo B_1 e B_2 viene riportata, tramite il circuito di cui sopra, alle griglie dei tubi B_3 e B_4 in modo da mantenere costante la tensione anodica di questi tubi e quindi l'amplificazione.
Questo perchè se i tubi di ingresso sono comandati da segnali in fase si avrebbe uno spostamento del punto di lavoro dei tubi stessi e di conseguenza varierebbe l'amplificazione dello stadio. Alle alte frequenze di banda il fattore di reiezione decresce in quanto tende a diventare più piccola l'impedenza di catodo ed inoltre l'amplificazione dei due circuiti simmetrici, che costituiscono l'amplificatore differenziale, inizia ad essere disuguale sui due circuiti a causa delle capacità parassite.
Per assicurare il massimo fattore di reiezione sono stati previsti diversi accorgimenti e cure nel circuito; ad esempio i condensatori d'ingresso vengono selezionati in coppia e tutte le costanti di tempo *RC* del circuito d'ingresso sono tarate al medesimo valore.
L'accoppiamento fra il primo stadio e la seconda sezione amplificatrice è ottenuto per mezzo di un circuito ad uscita catodica.
L'amplificazione della sezione è determinata da un circuito di controreazione il cui fattore di reazione può essere variato per mezzo di un attenuatore a scatti.
Con il commutatore c.c./c.a. in posizione c.a. viene connesso un condensatore in serie sul circuito di reazione; l'amplificazione della sezione per variazioni c.c. sarà quindi minima. Come risultato una deriva causata dal primo stadio sarà apprezzata meno con la posizione c.a. che nella posizione c.c. Nella posizione « O » del commutatore c.c./c.a. le griglie dei tubi d'ingresso sono connesse a terra in modo da rendere possibile il controllo del bilanciamento in c.c.
Infatti, in questo modo, un eventuale sbilanciamento dell'amplificatore viene rilevato come una differenza di potenziale sull'uscita simmetrica della sezione II. Con la pressione del tasto « DC balance » questa differenza di potenziale va a comandare un relé polarizzato che chiude il circuito del servomotore collegato rigidamente al potenziometro di bilanciamento.
Nella posizione c.a. possono inoltre essere collegati per mezzo del commutatore di banda, varie capacità fra la sezione II e la III così da formare dei filtri passa-alto con valori a — 3 dB a 1, 10 o 100 Hz. Nelle posizioni « DC » e nella posizione « 0,5 Hz » i filtri sono esclusi e vi è una connessione diretta fra le sezioni. Per consentire un buon funzionamento dei filtri lo stadio transistorizzato di ingresso della sezione III è ad alta impedenza ed i transistori sono collegati in circuito ad uscita d'emettitore.
Da questi stadi è inoltre derivato il segnale d'uscita per strumento registratore.
Seguono alcuni stadi amplificatori a transistori la cui amplificazione può essere variata in fattore di 3 per mezzo di un controllo continuo. In questi stadi si possono inserire, per mezzo del commutatore di banda, alcuni condensatori fra i collettori dei transistori, montati in circuito simmetrico, in modo da formare dei filtri passa-basso con punti a — 3 dB a 200, 20, 2 e 0,2 Hz. Questi filtri permettono l'eliminazione del « noise » eventualmente presente sul segnale d'ingresso. In questo stadio è inoltre previsto il circuito di posizione verticale della traccia.
Lo stadio d'uscita della sezione III è equipaggiato con tubi elettronici ed è qui inserito il circuito cercatore della traccia per mezzo del quale l'amplificazione può essere ridotta a valori minimi in modo da ricondurre la traccia entro lo schermo anche con alti valori di segnale applicati.
L'accoppiamento fra lo stadio d'uscita e le placche di deflessione del tubo a R.C. è effettuato per mezzo di stadi ad uscita catodica; da qui viene derivato inoltre il segnale di sganciamento per il circuito dell'asse-tempi.
Il canale *B* è quasi identico al canale *A*, eccettuato il fatto che questo amplificatore può essere usato come amplificatore orizzontale per il canale A in misure *X-Y*.

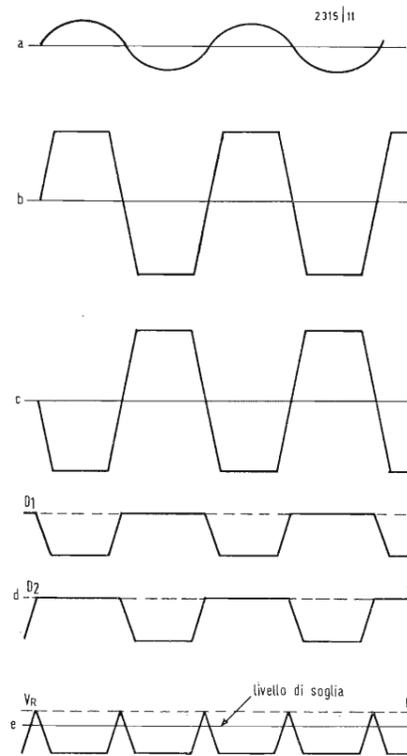
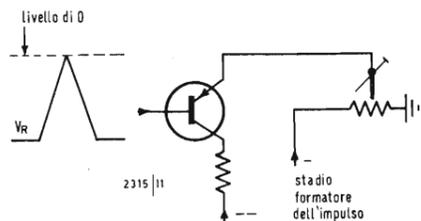



Fig. 7 - Circuito dello stadio formatore degli impulsi per l'unità intensificatrice e segnale di comando.

Fig. 8 - In « a » è rappresentato il segnale all'ingresso dello stadio formatore di impulsi ed in «b » l'uscita relativa. Il segnale è quindi applicato ad un circuito bistabile la cui uscita è rappresentata in « c ».

5. - AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Gli amplificatori orizzontali sono costituiti da due stadi amplificatori simmetrici.

Nel primo stadio è previsto un commutatore a scatti che, agendo sulla controreazione, permette la scelta fra alcuni valori di espansione orizzontale. In caso di comando di deflessione con segnale esterno questi scatti del commutatore sono usati in congiunzione con pochi altri circuiti attenuatori in modo da ottenere diversi coefficienti di deflessione.

Il comando del cercatore di traccia, oltre che sugli amplificatori verticali, agisce su questo stadio degli amplificatori orizzontali in modo da ridurre anche qui fortemente l'amplificazione e quindi ricondurre la traccia sullo schermo. Per l'amplificatore B il primo stadio è seguito direttamente da uno stadio d'uscita che va a comandare le placchette di deflessione.

Nel caso dell'amplificatore orizzontale A, invece, il primo stadio va a comandare dei transistori ad uscita d'emettitore e quindi due distinti stadi d'uscita; questo in quanto l'amplificatore Xa deve poter comandare contemporaneamente sia il sistema di placchette orizzontali Xa che il sistema Xb.

Si noti che, allo scopo di compensare le differenze esistenti fra i due sistemi di placchette di deflessione, uno dei due stadi d'uscita è equipaggiato con un proprio controllo di posizione orizzontale e con una propria regolazione di guadagno.

Ai terminali d'uscita degli amplificatori Xa e Xb è inoltre connesso un circuito a ponte, fig. 5, che provvede a formare l'impulso di comando per l'unità intensificatrice.

Il circuito è piuttosto semplice ed è costituito essenzialmente da due diodi e da alcune resistenze. Gli anodi dei diodi sono collegati a massa per mezzo di un resistore in comune, R.

Il circuito è dimensionato in modo tale che, quando il punto della traccia luminosa è al centro dello schermo in posizione bilanciata, i catodi dei diodi D_1 e D_2 sono al potenziale di massa. Con il funzionamento il potenziale di placca dei tubi d'uscita diventa alternativamente positivo e negativo; quando il potenziale di placca di un tubo diventa più negativo il diodo corrispondente diventa conduttore e si ha una circolazione di corrente, e quindi una tensione, sul resistore R.

Con il movimento della traccia, da sinistra verso destra, si avrà quindi dapprima lo stato di conduzione di uno dei diodi, fino al centro dello schermo, e quindi la conduzione dell'altro diodo. In questo modo la tensione sviluppata ai capi di R, determinata dalla somma delle correnti circolanti nei diodi, può dare un'informazione elettrica all'unità intensificatrice sulla posizione del punto sullo schermo.

6. - UNITA' INTENSIFICATRICE

La fig. 6 rappresenta le varie forme d'onda presenti sull'amplificatore orizzontale e sul circuito formatore dell'impulso per l'unità intensificatrice; se l'amplificatore orizzontale viene sovrapilotato, si suppone dal segnale rappresentato in fig. 6a, la tensione d'uscita viene automaticamente limitata sui tubi d'uscita ad un valore tale da fornire una deviazione di circa 15 cm. sullo schermo. Le tensioni limitate, sui tubi d'uscita sono rappresentate in fig. 6b e 6c.

In fig. 6d sono visibili le correnti relative circolanti nei diodi D_1 e D_2 del ponte; in fig. 6e è rappresentata la tensione totale che si forma ai capi del resistore R.

Quando viene premuto un pulsante intensificatore questa tensione V_R viene applicata ad uno stadio formatore di impulso transistorizzato tramite un circuito ad uscita d'emettitore. Sullo stadio formatore viene applicata in serie

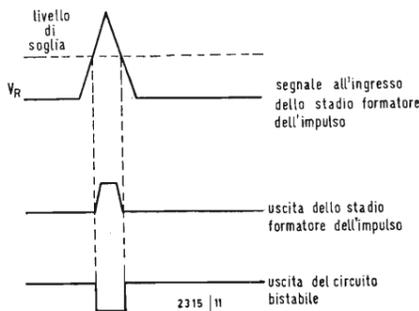



Fig. 9 - Circuito per sonda attiva ad uscita catodica ed impedenza d'ingresso di 100 MΩ.

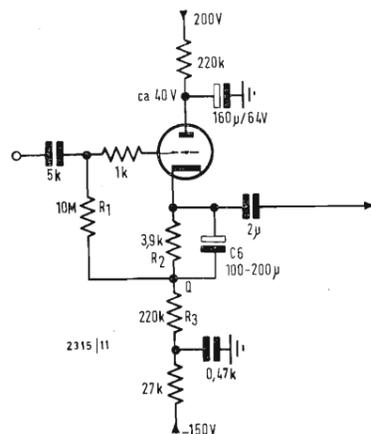
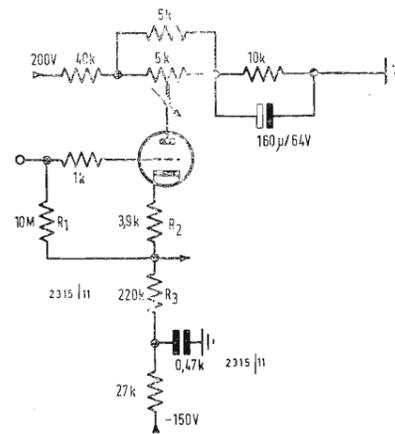



Fig. 10 - Circuito per sonda attiva ad uscita catodica con accoppiamento diretto.

all'emettitore una tensione di soglia mentre il segnale V_R è applicato in base (fig. 7). Non appena il livello del segnale supera il livello di soglia, il transistore diventa conduttore e si ha la formazione di un impulso, quasi rettangolare, sul collettore; in queste condizioni è quindi possibile la regolazione dell'impulso mediante variazione del livello di soglia. Questo viene tarato in modo tale che corrisponda ad una deflessione orizzontale di 10 cm.

La forma d'onda del segnale, fig. 8, viene quindi migliorata mediante l'uso di uno stadio bistabile la cui uscita, ad onda quadra, viene applicata alla griglia di controllo del tubo R.C.

7. - CIRCUITO DELLA BASE DEI TEMPI E CIRCUITO DI SGANCIAMENTO

Il circuito della base dei tempi è costituito essenzialmente da un multivibratore bistabile e da un circuito integratore di Miller. Le velocità di deviazione dell'unità sono tarate con precisione e un circuito a diodi assicura che l'inizio del dente di sega sia ad un livello fisso. Mediante variazione del livello della griglia del tubo d'ingresso del multivibratore si può far funzionare l'unità in oscillazione libera. Questo è particolarmente utile per l'osservazione di fenomeni di « noise ».

Come già accennato è prevista la possibilità di sincronizzare l'inizio della traccia con la chiusura di un contatto esterno, quale quello di una macchina fotografica. In questo modo l'operatore può osservare la misura allo schermo dell'oscilloscopio e, quando ritiene di effettuare la fotografia, si avrà il ritorno rapidissimo della traccia alla posizione iniziale così da poter riprendere l'intero fenomeno.

Fig. 11 - Circuito per sonda attiva ad uscita catodica differenziata.

L'unità di sganciamento è essenzialmente costituita da un « trigger di Schmitt » con uno stadio amplificatore ed un tubo di blocco per il funzionamento a singola deviazione. È prevista la possibilità di collegare in diversi modi e con l'inserimento di filtri l'unità sganciatrice.

Per esempio può essere connessa in modo diretto al segnale e poichè questo è utile solo per misure a bassa frequenza è previsto un circuito di soppressione per le alte frequenze in modo da eliminare ogni effetto disturbatore del « noise ».

Nel collegamento « AC » lo sganciamento è possibile fino a frequenze inferiori a 5 Hz mentre nella posizione « AC_{LF} reject » le basse frequenze vengono soppresse in modo da eliminare gli effetti del ronzio.

Nella posizione « automatic » il circuito è connesso in modo tale che diventa autosganciante e la linea rimane quindi visibile sullo schermo anche senza segnale di comando.

Quando si inserisce nel circuito di sganciamento il tubo di blocco si deve rimettere a zero, mediante pressione di un tasto, il circuito di sganciamento dopo ogni ciclo. Con questo tipo di funzionamento possono essere riprese fotografie di una singola traccia. Una lampada-spia si accende nel tasto di comando quando il circuito è pronto per essere sganciato e si spegne quando è stato effettuato il ciclo.

8. - UNITÀ ALIMENTATRICE

Tutte le tensioni continue fornite dallo stadio alimentatore sono stabilizzate, comprese quelle ad alta tensione per il tubo R.C. e la tensione di filamento per i tubi degli amplificatori verticali. I filamenti del tubo R.C. e quelli degli stadi finali degli amplificatori orizzontali sono alimentati in corrente alternata anch'essa stabilizzata.

Tre tensioni continue sono disponibili all'uscita dello strumento per l'alimentazione di apparecchiature ausiliarie esterne, come ad esempio le sonde ad alta impedenza descritte più avanti.

La corrente erogabile è di 300 mA per l'uscita a 12 V e 20 mA per le uscite 200 V e — 150 V.

9. - REALIZZAZIONE DI CIRCUITI SONDA SPECIALI

Per alcune particolari misure è spesso desiderabile disporre di strumenti di misura con impedenza d'ingresso più elevata di quella offerta dal PM3238 che è di 1 MΩ in parallelo a 50 pF.

A questo scopo sono stati previsti dalla Philips alcuni circuiti di sonda attiva che permettono di ottenere una impedenza di ingresso fino a 150-200 MΩ. In tutti e tre i circuiti, rappresentati in figg. 9, 10 e 11 viene usato uno speciale tubo elettronico, il triodo EC1000 che ha una bassissima corrente di griglia ed inoltre dimensioni tali da permetterne l'uso su di puntali-sonda.

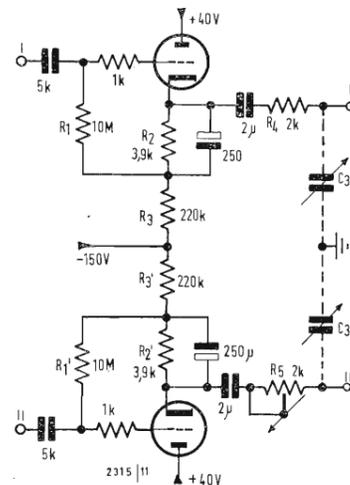
Il circuito di fig. 9 è costituito da uno stadio a ripetitore catodico che garantisce quindi un alto grado di stabilità ed affidabilità.

La resistenza di griglia R_1 da 10 MΩ viene connessa ad un punto intermedio della resistenza di catodo costituita dai resistori R_2 e R_3 in modo da prelevare la corretta tensione di polarizzazione di griglia.

In questo circuito la tensione al terminale di uscita Q è eguale a circa il 90% del segnale di ingresso V; ne deriva che la corrente attraverso la resistenza R_1 è uguale a $(V - 0{,}9\ V)/R_1 = V(1 - 0{,}9)/R_1$. La resistenza totale del circuito d'ingresso è uguale a: $R_{tot} = V/I$ dove V è il segnale ed I la corrente circolante nel circuito che abbiamo trovato essere uguale a: $V(1 - 0{,}9)/R_1$; sostituendo questo valore ad I nella espressione si ha: $R_{tot} = VR_1/V(1 - 0{,}9) = R_1/0{,}1 = 10\ R_1$ e cioè 100 MΩ.

L'impedenza dinamica d'ingresso di questo circuito può essere aumentata fino a 150-200 MΩ mediante la connessione di un condensatore (C_6) in parallelo ad R_2.

Con questo tipo di circuito non è però possibile rilevare tensioni continue o comunque a frequenza molto bassa per cui è stato previsto il circuito-sonda similare di fig. 10 che è ad accoppiamento diretto. Il punto Q di uscita può essere portato a tensione zero di riposo mediante un partitore regolabile anodico; come contropartita questo circuito ha una amplificazione minore del precedente e presenta un certo grado di deriva tale da rendere impossibili le misure con sensibilità superiore a 200-300 µV. In fig. 11 infine viene dato il circuito per una sonda a due tubi in circuito differenziale; i resistori R_4 e R_5 ed il trimmer C_3 sono stati previsti nel circuito in modo da permetterne la taratura per il miglior fattore di reiezione.

Questo dev'essere praticamente tarato per il minimo ronzio sullo schermo dell'oscilloscopio con i terminali d'ingresso delle due EC1000 cortocircuitati. Sia la tensione di filamento che le tensioni anodiche per questi circuiti vengono prelevate dalle apposite uscite dell'oscilloscopio. Si noti che è preferibile inserire una resistenza in serie al circuito di filamento in modo da sottoalimentarlo; questo rende minima la corrente di griglia e riduce la deriva dei tubi oltre a prolungarne la vita. Deve essere posta, inoltre, particolare attenzione alle schermature ed alla saldatura di massa che devono essere effettuate su di un solo punto. Si eviti, infine, l'applicazione della tensione di filamento attraverso il circuito di massa.

A

dott. ing. Roberto Caliri

Il ricevitore universale per SHF da 2 a 12,7 GHz Rohde Schwarz tipo USVC*

Operando nel campo di frequenza da 2 a 12,7 GHz, il ricevitore per SHF tipo USVC viene impiegato per una grande varietà di applicazioni sia nel campo delle radio-comunicazioni, della radio-navigazione, dei radar che come strumento per laboratorio o per banchi di collaudo. La possibilità di scegliere tra due larghezze di banda (500 kHz e 25 MHz) permette di ricevere segnali modulati in un modo qualsiasi. La elevata sensibilità, la possibilità di espandere la lettura sul pannello di misura e la presenza di un attenuatore incorporato permettono di eseguire con grande precisione misure relative di livello. Nella realizzazione di questo ricevitore SHF si è cercato di ottenere il miglior compromesso tra prestazioni e costo.

1. - PREMESSA

In origine i progettisti erano orientati a sviluppare il ricevitore per SHF tipo USVC esclusivamente per i loro laboratori a microonde, ma con il continuo impiego di frequenze sempre più alte si è andata facendo sempre più pressante la richiesta di uno strumento per misure relative di tensione nella banda da 2 a circa 12,7 GHz che potesse essere impiegato per gli svariati tipi di misure che devono essere eseguite su dei complessi a microonde durante il loro sviluppo e messa a punto e in seguito durante la fase finale di taratura e collaudo. Il tipo di ricevitore in oggetto trova applicazione ogni qual volta debbono essere determinati dei rapporti di tensione: in misure di attenuazione, di coefficienti di riflessione e di rapporti d'onda stazionaria con l'impiego congiunto di ponti, rivelatori di onde stazionarie e accoppiatori direzionali. Soluzioni di ripiego come l'utilizzazione del contenuto di armoniche di un ricevitore senza filtraggio preventivo, come si fa attualmente per gamme di frequenza relativamente basse, o l'impiego di un banco di misura da laboratorio composto da un filtro, un mescolatore a diodo, un generatore di microonde, un attenuatore variabile, un amplificatore accordabile e un voltmetro a valvola, possono risultare utili in certi casi. Comunque, la loro dinamica limitata e il numero piuttosto elevato di strumenti richiesti, fatti questi che richiedono anche una certa abilità da parte dell'operatore, non li rendono capaci di sostituire permanentemente ed in modo soddisfacente un ricevitore costruito appositamente per questo impiego.

2. - REQUISITI CHE DEVE PRESENTARE UN RICEVITORE DA LABORATORIO

Un ricevitore da laboratorio deve permettere accurate misure di elevati rapporti di tensione (fino a 60 dB). Poichè la massima tensione applicabile al mescolatore d'ingresso è limitata da considerazioni di ordine tecnico (per avere dal mescolatore un comportamento « lineare » la potenza di segnale all'ingresso del medesimo deve essere bassa rispetto a quella dell'oscillatore locale) è necessario che il ricevitore abbia una elevata sensibilità. Questo fatto inoltre fissa una larghezza di banda massima, per una data figura di rumore, in modo da evitare che l'errore dovuto al rumore residuo del ricevitore superi un certo valore.

Specialmente per misure di rapporto d'onda stazionaria e di minimi, rilevati con l'impiego di rivelatori d'onda stazionaria, deve necessariamente essere possibile misurare piccoli rapporti di tensione (da 0 a 3 dB) con una precisione spinta fino a circa 0,1 dB.

I parametri caratteristici del ricevitore non devono essere soggetti a qualsiasi apprezzabile cambiamento nel caso di variazioni della tensione di rete o della temperatura ambiente. Nei laboratori grandi variazioni della temperatura ambiente possono essere facilmente evitate durante le misure, mentre variazioni della tensione di rete sono praticamente inevitabili. Stando così le cose, le variazioni di guadagno, o le variazioni di livello, simulate da una dissintonizzazione dell'oscillatore, devono essere contenute entro 0,1 dB.

La struttura meccanica del ricevitore dovrebbe essere tale da evitare frequenti manovre di tutti i controlli manuali. Questi controlli devono essere disposti in modo funzionale e devono essere facilmente manovrabili. Devono essere previste facili manovre per accertarsi del corretto funzionamento di tutti i sottogruppi che fanno parte del ricevitore.

La copertura dell'intero campo di frequenza che interessa, da 2 a circa 12,7 GHz, è normalmente possibile soltanto commutando o sintonizzando la sezione di ingresso che determina la frequenza (filtro, mescolatore a diodo e oscillatore). Nel caso di ricevitore portatile bisogna scegliere la seconda di queste due possibilità. Nell'intento di semplificare le operazioni di laboratorio è inoltre essenziale che i campi di frequenza del ricevitore si adattino ai campi di frequenza dei generatori normalmente disponibili sul mercato.

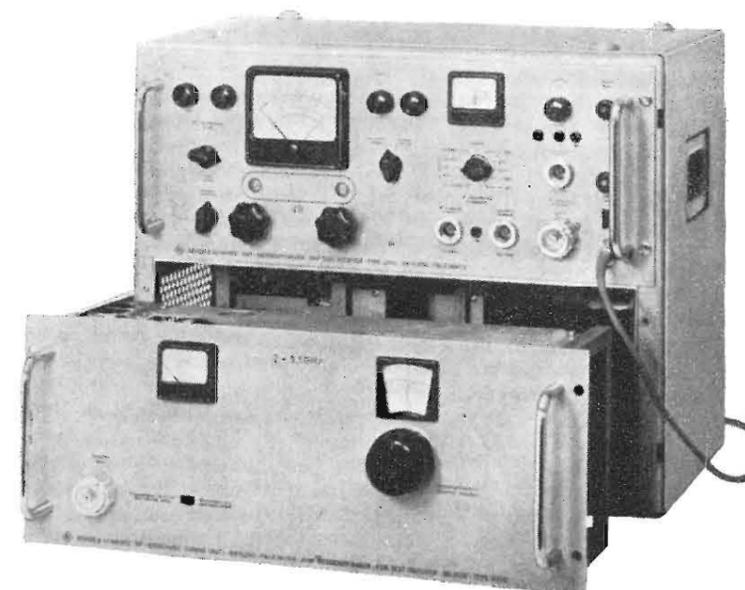
3. - REQUISITI CHE DEVE PRESENTARE UN RICEVITORE USATO PER CONTROLLO DI SEGNALI RADIO

Oltre ai requisiti richiesti per un ricevitore da laboratorio e in generale per uno strumento destinato a misure relative di tensione, anche altre caratteristiche devono essere richieste per un ricevitore a microonde usato per il controllo di segnali irradiati e per le misure di intensità di campo. Un tale ricevitore deve rispondere ai seguenti requisiti:

Per quanto le caratteristiche fisiche di un ricevitore supereterodina gli permettano di ricevere tutte le frequenze separate dalla frequenza dell'oscillatore locale e dalle sue armoniche della media frequenza, la ricezione deve essere limitata alla singola frequenza che è selezionata dal filtro che precede il gruppo mescolatore. Questa rete e il mescolatore bilanciato a diodi hanno inoltre il compito di ridurre la irradiazione dall'antenna della energia fornita dall'oscillatore locale.

La larghezza di banda del ricevitore deve essere sufficientemente ampia per permettere il passaggio di tutti i segnali usati nei sistemi di comunicazione, nella radionavigazione e nella tecnica dei radar. Una banda di 25 MHz, valore derivato da considerazioni relative alla larghezza dello spettro di un segnale modulato in frequenza da un segnale multicanale, può essere considerata sufficiente.

Poichè non vale la pena di incorporare nel ricevitore i demodulatori e gli analizzatori, a causa dei molteplici tipi di

Fig. 1 - Ricevitore SHF tipo USVC con il sottogruppo per la banda di frequenze comprese tra 2 e 5,1 GHz.

(*) News from Rohde & Schwarz 21, pag. 15

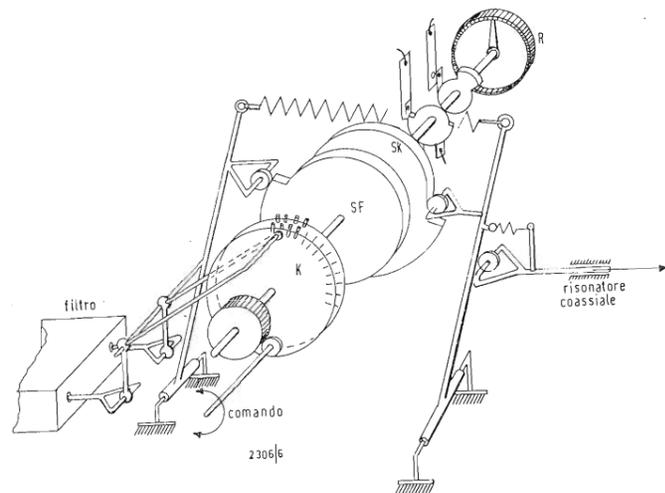



Fig. 2 - Struttura schematizzata del complesso meccanico per sintonizzare contemporaneamente la frequenza dell'oscillatore locale e la frequenza della banda passante del filtro di ingresso.

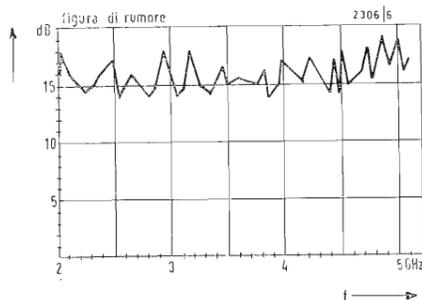



Fig. 3 - Figura di rumore tipica dell'USVC in funzione della frequenza di ingresso.

modulazione che si possono effettuare, devono essere previste delle uscite per delle unità aggiuntive.

Logicamente i segnali che vengono trasferiti in tal modo devono avere una frequenza pari a quella di ingresso delle unità aggiunte.

Il ricevitore deve essere progettato per sopportare vibrazioni e urti che possono verificarsi durante i frequenti trasporti da un luogo all'altro.

4. - ARGOMENTI CHE SONO A FAVORE DI UN UNICO TIPO DI RICEVITORE

Al quesito, se sia economico usare due differenti tipi ricevitori per i due campi di applicazione descritti oppure se ci si debba invece indirizzare verso un unico tipo di ricevitore, si può rispondere in modo da preferire la seconda soluzione per le due seguenti ragioni

a) lo scopo e il prezzo di un ricevitore, dipendono in primo luogo dai moduli richiesti in tutti i casi: il filtro di ingresso, il gruppo del mescolatore a diodi e l'oscillatore con l'annesso alimentatore. Il costo di un secondo amplificatore a frequenza intermedia, d'altra parte, non è troppo elevato specialmente se l'alimentatore, che è necessario in ogni caso, non deve lavorare al massimo delle sue possibilità, dovendo alimentare solamente uno dei due amplificatori.

b) Alcune delle caratteristiche che sono state descritte come essenziali in un ricevitore da laboratorio si sono rivelate in pratica vantaggiose pure nei ricevitori dell'altro tipo e viceversa. Così la elevata sensibilità in tensione si dimostra spesso utile nel localizzare i deboli segnali di un trasmettitore molto lontano quando si fanno misure di controllo. D'altro canto la netta selezione del segnale ricevuto per mezzo della rete filtrante in ingresso è sovente apprezzata in laboratorio.

Un ricevitore con queste particolarità può anche essere convenientemente usato come unità base di un complesso per la misura della intensità di campo.

I soli accessori che è necessario aggiungere sono una antenna standard, come per esempio la nostra antenna parabolica UHF/SHF tipo HA 262/2/50 con appropriati radiatori (1), e, per la calibrazione del ricevitore, un generatore capace di erogare una potenza di uscita ben determinata come per esempio i generatori di segnali tipo SBR e SAR.

Tre ulteriori caratteristiche rendono il nostro USVC ben adatto per l'uso come misuratore dell'intensità di campo:

a) una scala logaritmica selezionabile, le caratteristiche della quale possono essere regolate con l'attenuatore incorporato anche senza la presenza di un segnale applicato dall'esterno, permette misure con una dinamica di 45 dB;

b) una tensione proporzionale alla deflessione dello strumento sul pannello è disponibile ad un connettore a cui può essere applicato un registratore per registrare le varie misure.

c) poichè l'intensità di campo è spesso misurata all'aperto, per evitare che gli inevitabili cambiamenti della temperatura ambiente (vento, sole) portino fuori frequenza l'oscillatore, fatto questo che sposterebbe il segnale ricevuto dal centro della banda passante dell'amplificatore IF verso il fianco simulando così una variazione della intensità di campo, può essere inserito un circuito automatico in modo da mantenere il segnale in arrivo sempre al centro della stretta banda passante dell'amplificatore IF.

Anche qualsiasi variazione della frequenza del generatore di segnale può ovviamente essere controllata. Questa unità permette che le misure dell'intensità di campo possano essere registrate per lunghi periodi anche senza che la sintonia del ricevitore debba essere ritoccata manualmente.

5. - PARTICOLARITÀ COSTRUTTIVE E PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL RICEVITORE SHF TIPO USVC

Il campo di frequenza da 2 a 12, 7 GHz viene suddiviso in tre sottogamme. I componenti che determinano la frequenza sono sistemati in moduli. I moduli per le sottogamme da 2 a 5,1 e da 5 a 8,6 GHz sono attualmente disponibili, mentre il modulo relativo alla terza sottogamma sarà disponibile tra non molto (fig. 1).

L'unità base comprende i due amplificatori IF, l'attenuatore variabile, il pannello degli strumenti indicatori della tensione di ingresso e della sintonia e l'alimentatore. Tutti i collegamenti necessari tra l'unità base e ciascun sottogruppo vengono stabiliti automaticamente quando il sottogruppo stesso viene inserito nella sua sede.

Il percorso del segnale entrante può essere seguito sullo schema a blocchi di fig. 4. Il segnale passa dal bocchettone di ingresso, attraverso un filtro passa-banda, a due risonatori accoppiati criticamente e accordabili contemporaneamente al comando dell'oscillatore locale, al mescolatore a diodi, la cui sistemazione bilanciata evita che la frequenza dell'oscillatore locale si presenti al bocchettone d'ingresso.

Poichè l'andamento della curva di risposta del filtro passa-banda di ingresso e la figura di rumore del mescolatore dipendono dal valore della corrente continua dei diodi, questa corrente deve essere mantenuta costante entro lo intero campo di sintonia. Questo è realizzato nella prima versione dell'USVC, regolando la profondità di penetrazione della sonda di accoppiamento al carico nel risonatore coassiale del klystron per mezzo di una manopola posta sul frontale, in modo che l'indicazione della corrente nei diodi resti nella zona rossa della scala. Nella versione migliorata dell'USVC questa regolazione è realizzata in modo automatico da un sistema di posizionamento di tipo magnetico alimentato da un amplificatore il cui stadio di ingresso paragona la corrente continua dei diodi del mescolatore con il valore nominale di questa.

Il tempo di risposta del sistema, di circa 0,1 secondi, è sufficientemente breve da permettere sia l'accordo manuale del ricevitore che il funzionamento di tipo panoramico, relativamente lento, con azionamento a motore come per esempio quando il ricevitore viene usato, unitamente ad un registratore di caratteristiche, per tracciare le risposte in funzione della frequenza.

Come risultato di questa stabilizzazione automatica della corrente dei diodi non si può avere nessun aumento della medesima e con questo la possibilità di sovrapilotare anche con un eccessivo segnale a radiofrequenza il mescolatore. Per questo è stato inserito un commutatore che, sullo strumento indicatore dei diodi qui usato per controllare il corretto funzionamento del sistema di controllo automatico, permette di leggere la corrente che passa attraverso il magnete di posizionamento. Il pilotaggio eccessivo del mescolatore può essere facilmente rivelato da una caduta della corrente del suddetto magnete dopo la applicazione del segnale a radiofrequenza.

L'oscillatore è costituito da un klystron reflex con un risonatore coassiale esterno, la cui frequenza di risonanza può essere variata variando la posizione di un pistone. La tensione del repulsore richiesta dal klystron per le varie frequenze, come sarà descritto più oltre, viene sempre fornita al corretto valore da un potenziometro che si muove in passo con tutte le altre sintonie. Il sincronismo tra la frequenza dell'oscillatore e la frequenza della banda passante del filtro di ingresso è assicurato da un sistema di trasmissione ad ingranaggi. La fig. 2 mostra lo schema di questo meccanismo. Dal fronte verso il retro dello strumento, sull'asta principale, che è pilotata con un rapporto di riduzione a ingranaggi di 3 : 1 dalla manopola del controllo grosso e fine (1 : 1 e 1 : 100) posta sul pannello frontale, si trovano montati: il disco *K* per la taratura del filtro con 2×150 posizioni, una camma a disco *SF* per il comando della sintonia del filtro, una camma a disco *SK* di passo opposto alla precedente per la sintonia del risonatore coassiale del klystron, due camme per ottenere la commutazione per le tensioni del repulsore e dell'anodo del klystron ed infine il potenziometro *R* da cui si preleva la tensione variabile, corrispondente alle varie frequenze, da inviare al repulsore. Questo potenziometro ha undici prese intermedie tra loro connesse da altri potenziometri con i quali si può porre in corrispondenza la tensione del repulsore con l'angolo di rotazione dell'asta principale, cioè con la maggiore o minore introduzione del pistone nel risonatore del klystron, di modo che risulta disponibile per tutta la gamma di frequenza una quantità sufficiente di potenza da parte dell'oscillatore. Inoltre i potenziometri sono disposti in modo da minimizzare il salto di frequenza quando l'oscillatore è commutato da un modo all'altro.

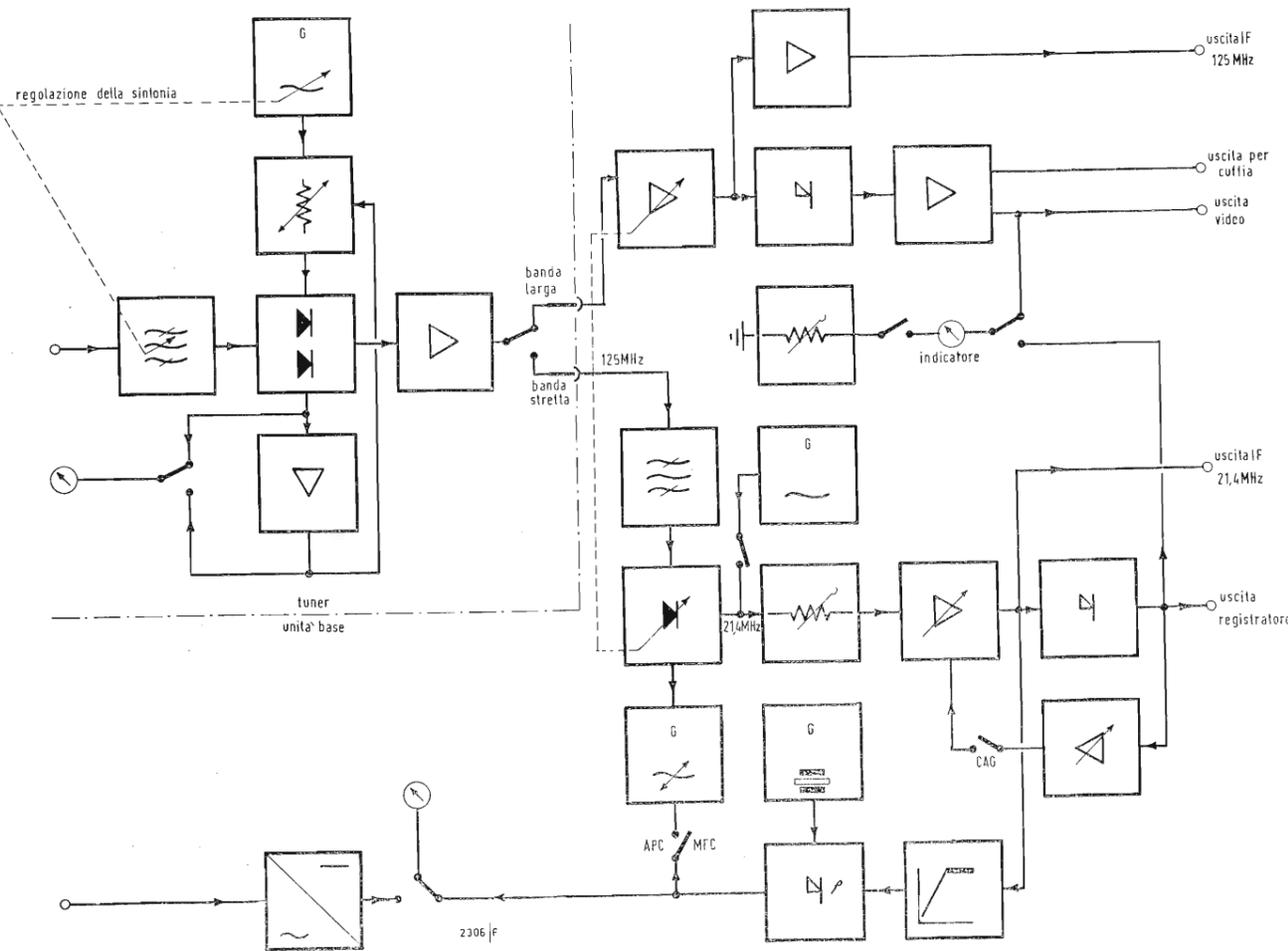



Fig. 4 - Schema a blocchi del ricevitore USVC.

A causa delle inevitabili irregolarità meccaniche dei risonatori costituenti il filtro e delle deformazioni della banda passante dovute alle reattanze che si presentano al filtro attraverso delle variazioni per esempio dovute al rapporto d'onda stazionaria all'ingresso del mescolatore a diodi, si rende necessaria per sintonizzare correttamente il ricevitore la possibilità di ritoccare opportunamente e singolarmente ognuna delle sezioni del filtro. Questo è reso possibile poichè la camma a disco *SF* che sintonizza il filtro non agisce direttamente sui suoi circuiti ma muove un perno intermedio intorno al quale le leve che comandano le due cavità possono ruotare. La posizione di queste leve dipende sia dalla posizione del perno intermedio che è determinata dalla camma *SF*, che dalla profondità a cui è avvitata la vite relativa alla posizione scelta sul disco di taratura. Questa struttura permette di ottenere una curva di risposta del filtro passa-banda corrispondente all'accoppiamento critico con una attenuazione in banda inferiore a 1,5 dB per tutta la banda di impiego del rispettivo modulo. Questa bassa attenuazione in banda del filtro contribuisce apprezzabilmente a mantenere inferiore a 20 dB la figura di rumore del modulo relativo alla gamma 2-5,1 GHz, valore questo che può essere considerato molto soddisfacente per un ricevitore con un campo di frequenza superiore a un'ottava e per una larghezza di banda di 25 MHz.

I valori massimi e minimi della figura di rumore misurata su un esemplare di USVC con un misuratore automatico sono riportati in fig. 3 in funzione della frequenza di ingresso. Si noti che il valore medio è intorno ai 15 ÷ 17 dB.

Il segnale passa quindi dal mescolatore a diodi (fig. 4) all'amplificatore IF a tre stadi. Un relè connesso all'uscita dell'amplificatore è controllato dal selettore di banda dell'unità base e invia il segnale IF ad una delle due unità ad innesto coassiali.

Nell'unità base il segnale è inviato a quello dei due amplificatori IF che è associato alla banda selezionata.

Per la ricezione a larga banda (B = 25 MHz) un amplificatore a sei stadi, il guadagno del quale è regolato variando la tensione di griglia della prima valvola, è seguito dal demodulatore di ampiezza e da un trasformatore di impedenza che, entro un campo di frequenza da 0 a 12, 5 MHz, fornisce l'intera banda base modulante ad una opportuna presa di uscita video.

Il pannello indicatore, che riporta il livello relativo della tensione di uscita, è connesso in parallelo con l'uscita video per mezzo di un filtro passa-basso. Il campo di indicazione da 0,7 a 1 può essere espanso in modo da coprire l'intera scala inserendo una tensione in opposizione. Sono previsti anche dei morsetti per l'inserzione di una cuffia in modo da udire eventuali prodotti di

modulazione che cadono nella banda audio. Per la connessione di demodulatori esterni o di analizzatori d'onda, la frequenza intermedia viene prelevata a monte del demodulatore d'ampiezza e inviata a un amplificatore separatore che fornisce una uscita IF a 125 MHz.

Per la ricezione a banda stretta (B = 500 kHz) la frequenza intermedia è traslata a un secondo mescolatore, da 125 MHz a 21,4 MHz, poichè la larghezza di banda richiesta dai circuiti del filtro può essere realizzata più facilmente alle frequenze inferiori senza pericolo di instabilità da parte dell'amplificatore.

Il mescolatore, il cui guadagno può essere variato a piacere per mezzo del controllo dianzi menzionato, è seguito dall'attenuatore che può essere predisposto su ciascuno dei sei multipli di 10 dB e dei dieci multipli di 1 dB per ottenere misure relative di tensione.

L'attenuatore è seguito da tre stadi amplificatori. Il secondo stadio fornisce una uscita IF a 21,4 MHz per mezzo di una sezione adattatrice d'impedenza, essendo questa uscita predisposta principalmente per la connessione dell'indicatore di interferenza tipo EZS e dell'analizzatore di onda tipo ESUP. La tensione di uscita del terzo stadio IF è rettificata e applicata all'indicatore da pannello che è fornito di una scala espandibile. La graduazione, in passi di 0,1 dB, della scala espansa, permette l'interpolazione tra i vari scatti di un dB dell'attenuatore. La tensione applicata all'indicatore da pannello è pure fornita attraverso una rete di disaccoppiamento al terminale « uscita registratore » a cui un registratore ad alta impedenza, ad esempio tipo Enograph-G, può essere connesso per registrare in funzione del tempo la intensità del campo ricevuto.

L'indicazione logaritmica, frequentemente richiesta per queste applicazioni, è realizzata riducendo il guadagno degli stadi IF che seguono l'attenuatore in accordo con la tensione di uscita (selettore posto nella posizione AVC). La precisione della scala logaritmica può essere controllata con un oscillatore locale interno e con l'attenuatore variabile e corretta variando il guadagno dell'amplificatore del controllo automatico di guadagno (CAG).

Per il controllo della frequenza del ricevitore, elemento molto importante nelle misure della intensità di campo, si può scegliere a piacere tra il controllo automatico di fase (APC) e il controllo manuale di frequenza (MFC). Nel primo caso la tensione di uscita dell'amplificatore IF è limitata e comparata in un discriminatore di fase con la tensione di un oscillatore a cristallo a 21,4 MHz. L'uscita del discriminatore varia la frequenza dell'oscillatore locale di seconda conversione (125/21,4 MHz) in modo che la seconda media frequenza sia esattamente 21,4 MHz anche se il segnale di ingresso varia di ± 2 MHz.

Se il segnale di ingresso scompare completamente oppure diminuisce più di 45 dB, con il modo di funzionamento AVC + APC, una tensione a 50 Hz, applicata al circuito del controllo di fase, obbliga l'oscillatore locale a spazzolare una banda di ± 1 MHz in modo che il segnale, quando riappare, possa essere facilmente riagganciato. Qualsiasi deviazione della frequenza di ingresso dal valore nominale viene rivelata da un indicatore non calibrato posto sul pannello. Questo indicatore può anche essere commutato per controllare le tensioni di alimentazione usate nei ricevitori, del resto tutte quante regolate elettronicamente.

6. - APPLICAZIONI TIPICHE

Nei laboratori e nei banchi di collaudo l'USVC viene usato principalmente per misure relative di tensione. A causa della sua elevata sensibilità di ingresso questo ricevitore può essere usato non soltanto per le applicazioni descritte nella introduzione, ma anche per controllare il comportamento degli attenuatori di uscita dei generatori di segnali.

Lo scostamento dell'andamento teorico ad elevati valori di attenuazione deve essere attribuito alla diafonia che non può mai essere completamente evitata e l'USVC può essere qui usato per controllare se l'andamento dell'attenuazione possiede quella indipendenza dalla frequenza che è sempre desiderata.

A causa della sua scala logaritmica e della possibilità di collegare un registratore, l'USVC è anche adatto per rilevare il diagramma di irradiazione delle antenne in quanto permette registrazioni automatiche con una dinamica di 45 dB (2).

Usato insieme ad un normale generatore di segnali, l'USVC può servire in un laboratorio per delle misure assolute di tensione, come richiesto per esempio nella misura dello spettro di uscita prodotto da un generatore di armoniche a varactor.

Usando l'USVC come ricevitore radio la sua caratteristica più vantaggiosa è la possibilità di connettere degli accessori ai suoi terminali.

La modulazione di ampiezza di un segnale (principalmente la modulazione ad impulsi in questo intervallo di frequenze) può essere controllata con l'aiuto di un oscilloscopio connesso all'uscita video (frequenza tra 0 e 12,5 MHz) e se necessario valutata con un modulatore ad impulsi.

Lo spettro del segnale ricevuto può essere poi esaminato con un analizzatore di spettro. Per osservare spettri con una larghezza di banda inferiore a 0,5 MHz è vantaggioso usare un adattatore panoramico tipo ESUP, che viene connesso all'uscita IF a 21,4 MHz del ricevitore, mentre spettri con larghez-

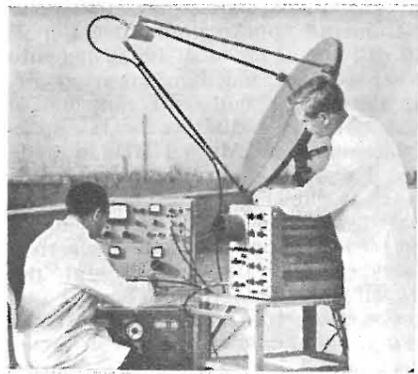



Fig. 5 - Misura dell'intensità di campo dovuta ad un segnale modulato ad impulsi usando l'antenna standard tipo HA 262/2, il ricevitore SHF tipo USVC, il generatore di segnali SHF tipo SAR e l'oscilloscopio Tektronix tipo 545.

za di banda fino a 15 MHz possono essere esplorati con l'analizzatore di onda tipo EZF, che viene connesso all'uscita IF a 125 MHz. Per controllare una banda di frequenza l'USVC può essere sintonizzato con il comando a motore del registratore a spazzolamento di frequenza tipo FBS della HUBER di Monaco. Qualsiasi segnale che supera una soglia predisposta viene registrato dallo strumento su un rotolo di carta paraffinata. Il complesso permette un controllo continuo per un periodo di tempo fino a 34 giorni consecutivi, prestazione che a causa della limitata durata del klystron interno (durata garantita: 500 ore), può essere utilizzata solo in casi speciali.

Come già accennato l'USVC può essere usato, unitamente ad un opportuno generatore di segnali e ad una antenna standard, come complesso per la misura dell'intensità di campo (fig. 5). La potenza d'antenna addotta al ricevitore è legata all'intensità di campo attraverso un certo fattore che dipende dalle caratteristiche dell'antenna. Questa potenza è misurata col metodo di sostituzione paragonandola con la potenza di uscita del generatore. L'attenuazione del cavo coassiale usato deve essere tenuta in conto a parte.

Il seguente esempio mostra la relazione che intercorre tra l'intensità di campo e il segnale presentato all'ingresso del ricevitore (3).

Un'antenna con area equivalente A riceve dal campo elettromagnetico con densità di radiazione R la potenza $P_r = RA(W)$.

La densità di radiazione R è qui legata all'intensità di campo E attraverso la impedenza caratteristica dello spazio libero Z_0.

$$R = \frac{E^2}{Z_0} \quad (\mathrm{W/cm^2},\ \mathrm{V}_{eff}/\mathrm{cm},\ \Omega)$$

Invece di dare l'area equivalente A, le caratteristiche date dai costruttori di antenne normalmente riportano il guadagno rispetto al radiatore isotropo, che è definito nel modo seguente:

$$G_i = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A.$$

Per cui

$$P_r = \frac{E^2}{Z_0} \; \frac{G_i \cdot \lambda^2}{4\pi}$$

oppure, trasformando ($\lambda = c/f$):

$$E = \frac{2 \cdot f}{c} \sqrt{\frac{P_r \cdot Z_0 \cdot \pi}{G_i}}$$

(V/cm; Hz; cm/sec; W; Ω)
essendo $Z_0 = 120\ \pi\ [\Omega]$ e $c = 3 \cdot 10^{10}$ (cm/sec) ne viene

$$E = 2{,}29 \cdot 10^{-9} f \cdot \sqrt{\frac{P_r}{G_i}}$$

(V/cm; Hz; W).

Poichè l'intensità di campo nella gamma SHF è data in dB rispetto a 1 μV/m, la frequenza in GHz e la potenza in dBm (dB rispetto al mW), sono necessarie ulteriori trasformazioni ed estrazioni di logaritmo:

$$E = 7{,}25 \cdot 10^6 f \cdot \sqrt{\frac{P_r}{G_i}}$$

(μV/m; GHz; mW)

$$20 \lg E = 20 \lg 7{,}25 + 20 \lg 10^6 + 20 \lg f + 10 \lg P_r - 10 \lg G_i$$

cioè

$$E = P_r - G_i + 20 \lg \frac{f}{(\mathrm{GHz})} + 137{,}2$$

dove E è ottenuto in dB rispetto ad 1 μV/m, P_r viene espresso in dBm e G_i in dB.

Ponendo una attenuazione del cavo pari ad a_c (dB) tra antenna e ricevitore si ottiene:

$$E = P_r - G_i + a_c + 20 \lg \frac{f}{(\mathrm{GHz})} + 137{,}2.$$

Per la nostra antenna standard HA-262/2 (1) l'area equivalente A è da ritenere costante nella banda di frequenza compresa fra 2 e 12,4 GHz, vista la classe di precisione delle nostre misure.

Raddoppiando così la frequenza si ha un aumento di 6 dB nel guadagno dell'antenna come si può vedere dalle curve di guadagno della medesima. Questo comporta, nell'equazione usata per calcolare l'intensità di campo, che:

$$20 \lg \frac{f}{(\mathrm{GHz})} - G_i = \mathrm{cost.}$$

Tenuto conto della costante 137,2, il legame tra l'intensità di campo e la potenza all'ingresso del ricevitore fornita ad esso dall'antenna tipo HA 262/2 con un radiatore a polarizzazione lineare tipo BN 1500-404 o BN 1500-405 sarà:

$$E_{lin} = P_r + a_c + 121.$$

Se invece viene usato il radiatore a polarizzazione circolare levogira (tipo BN-1500-406 o BN 1500-407) o destrogira (tipo BN 1500-408 o BN 1500-409) la relazione è:

$$E_{circ} = P_r + a_c + 120.$$

Ricordiamo che l'attenuazione a_c dipende dal tipo di cavo, dalla sua lunghezza e dalla frequenza di lavoro. Il diagramma di fig. 6 mostra le caratteristiche dell'antenna, per due serie di misure, combinate con l'attenuazione del cavo per dare un fattore correttivo globale K (dB).

Per cui

E (dB rispetto a 1 μV/m) = P_r (dBm) + K (dB).

Fig. 6 - Caratteristiche dell'antenna e perdite nel cavo combinate per fornire il fattore correttivo K. Esso è utilizzato per calcolare l'intensità di campo ricevuta partendo dalla potenza fornita dall'antenna standard HA 262/2. A, B e C sono definite nel testo.

La coppia di curve (A) dà i valori della correzione per l'antenna di per sè stessa, il valore 120 e 121 dB essendo già preso in considerazione nelle equazioni precedenti. Le curve (A) possono essere usate ogniqualvolta si ricorre alla sostituzione dell'elemento che fornisce la potenza staccando il cavo dal radiatore dell'antenna e connettendolo direttamente al generatore. La coppia di curve (B) si impiega quando il ricevitore è connesso all'antenna per mezzo del cavo coassiale da tre metri tipo BN 9122-015/300 e la sostituzione dell'elemento che fornisce la potenza è effettuata al bocchettone di ingresso del ricevitore.

La coppia di curve (C) mostra infine le perdite che si hanno quando antenna e ricevitore sono alquanto distanziati.

Queste due curve si riferiscono ad un montaggio in cui l'antenna è connessa a tre metri di cavo coassiale tipo BN-9122 015/300 seguiti da un cavo lungo circa dieci metri relativamente rigido e a bassa perdita tipo E 433-103 e con il ricevitore connesso a quest'ultimo con un cavo di 0,7 metri tipo BN 9122 015/70. Anche in questo caso la sostituzione dianzi menzionata si effettua al bocchettone di ingresso del ricevitore.

Lo USVC può essere usato per misurare intensità di campo dovuta a segnali sia continui che impulsivi. Nel primo caso la potenza del generatore di segnale è regolata in modo che sull'indicatore si abbia la stessa indicazione che si ha quando il ricevitore è collegato direttamente all'antenna. Questa misura viene normalmente eseguita con banda stretta (B = 500 kHz) e con la scala logaritmica del ricevitore in modo che si possano leggere e registrare grandi variazioni dell'intensità di campo, per esempio con il registratore tipo Enograph-G (ZSG). Per la misura di intensità di campo impulsiva si può collegare un oscilloscopio all'uscita video per poter paragonare la potenza di picco del segnale con la tensione continua che si ottiene quando al ricevitore è applicato il generatore di segnali.

Benchè non vi siano ancora accordi internazionali per quanto riguarda le misure di tensioni di rumori impulsive nella banda al di sopra dei 1000 MHz, l'uscita IF a 21,4 MHz è stata progettata in modo che non risulti sovraccaricata se l'indicatore di interferenze radio tipo ESZ viene ad essa connesso per poter così eseguire misure e investigare su sorgenti di rumore a quelle frequenze con i sistemi che si impiegano per frequenze inferiori ai 1000 MHz.

7. - STIMA DEGLI ERRORI NELLE MISURE DELL'INTENSITÀ DI CAMPO

A causa del disadattamento tra antenne, cavi e ingresso del ricevitore, una parte dell'energia trasmessa al ricevitore viene riflessa nei punti di discontinuità. Questa perdita per riflessione può variare tra un massimo ed un minimo a seconda delle fasi con cui si combinano le varie onde.

Per quanto riguarda le impedenze dell'antenna e del ricevitore sono garantiti i seguenti massimi valori del rapporto d'onda stazionaria, riferiti a 50 Ω

$S_{ant} \leq 2{,}5 \qquad S_{USVC} \leq 3$

per frequenze comprese tra 2 e 5,1 GHz.

Il rapporto d'onda stazionaria del cavo tipo BN 9122 015 è $S_c \leq 1{,}15$ e se si trascurano le perdite del cavo questi valori danno un massimo per le perdite per riflessione di 4,3 dB.

Questo valore può essere ridotto inserendo una linea di lunghezza variabile in modo che sul ricevitore si veda la massima indicazione, oppure inserendo un isolatore o degli attenuatori. Quest'ultimo accorgimento è il più semplice ed efficace e anche solo con la introduzione di un attenuatore da tre dB tra antenna e cavo e di un altro attenuatore da tre dB tra cavo e ricevitore si riesce a ridurre la massima perdita per riflessione a solo 1,2 dB; se i due attenuatori sono poi da 5 dB si cala per la perdita per riflessione a valori inferiori a 0,7 dB.

Una ulteriore fonte di errori è la tolleranza di ± 1 dB che viene data per il guadagno dell'antenna. Infine l'errore sulla potenza di uscita del generatore usato è composto dall'errore sul valore della tensione all'uscita dell'amplificatore finale e dall'errore dell'attenuatore di uscita.

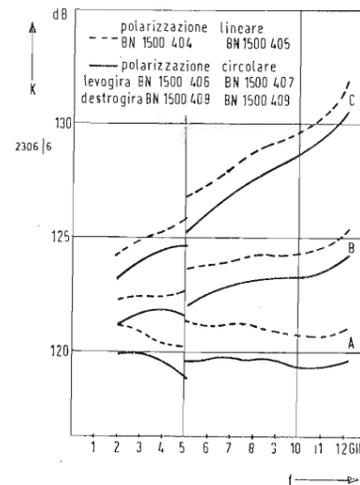
Per i generatori di segnali tipo SBR e SAR il massimo errore sulla tensione finale è di ± 2 dB e l'errore addizionale dovuto all'attenuatore è contenuto entro ± 1 dB per un livello di uscita di — 50 dBm. La precisione sul valore della tensione può essere spinta fino a ± 0,2 dB mediante calibrazione con un misuratore di potenza a microonde collegato dall'esterno, ad esempio il tipo NRD.

Il possibile totale di tutti gli errori varia dunque tra + 4 e — 8 dB e può essere ulteriormente ridotto, mediante l'inserzione di due opportuni elementi, ad un valore compreso tra + 4 e — 5 dB; se poi il generatore di segnali viene calibrato l'errore complessivo risulta compreso tra + 2,5 e — 3 dB.

8. - BIBLIOGRAFIA

(1) Schiller, M.: « UHF/SHF Parabolic Antenna for 2 to 12,4 GHz », News from Rohde & Schwarz 5 (1965) No. 18, pp. 15 ÷ 17.

(2) Huber, F. R.: « Plotting the radiation patterns of antennas » News from Rohde & Schwarz 4 (1964) No. 12, pp. 10 ÷ 13.

(3) Meinke Gundlach: Taschenbuch der hochfrequenztechnik. Springer Verlag Berlin - Goettingen - Heidelberg 1962, 2nd Ed., pp. 496 ÷ 499.

F. B.

Alimentatore stabilizzato per alta tensione completamente transistorizzato*

Fra gli innumerevoli circuiti oscillanti transistorizzati per la generazione di più alte tensioni di esercizio, quello qui descritto ha particolare rilievo dato che in esso non vengono impiegati bobine o trasformatori di alcun tipo, ad eccezione naturalmente del trasformatore di rete. Essi sono stati sostituiti da un moltiplicatore di tensione inserito in serie al circuito oscillante che, nell'esecuzione attuale, fornisce a vuoto una tensione di 900 V. Con modifiche circuitali di poca importanza è possibile ovviamente produrre tensioni corrispondentemente più piccole o più grandi.

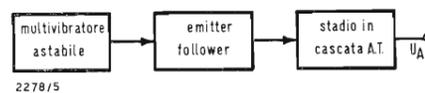



Fig. 1 - Circuito a blocchi dell'alimentatore alta tensione.

Fig. 2 - Oscillogramma superiore: andamento della tensione base-emitter U_{BE1} del transistore T1, misurata con un coefficiente di deviazione di 2 V/cm ed una scala tempi di 10 µs/cm. Oscillogramma inferiore: andamento della tensione collettore-emitter U_{CE2} del transistore T2, misurata con un coefficiente di deviazione di 50 V/cm ed una scala tempi di 10 µs/cm.

(*) Elektronik, settembre 1966, pag. 283.

Il presente articolo dimostra come sia possibile, con i semplici mezzi messi a disposizione dalla tecnica dei semiconduttori, generare un'alta tensione dell'ordine di grandezza di 1000 V, sufficiente per molte applicazioni ed avente caratteristiche particolarmente buone.

1. - IL CIRCUITO

Il circuito è costituito da tre circuiti elettronici, un multivibratore astabile, un emitter-follower ed uno stadio in cascata per alta tensione (fig. 1).

Il multivibratore astabile produce (in corrispondenza ad una tensione di alimentazione U_v = 150 V) una tensione d'onda rettangolare positiva con una ampiezza di circa 150 V (fig. 2 in basso). Questa tensione d'onda rettangolare viene accoppiata tramite un emitter-follower su un circuito in cascata ad alta tensione a sei stadi. Attraverso la cascata, la tensione d'onda rettangolare viene raddrizzata e, mediante la moltiplicazione di tensione, viene innalzata fino ad un valore a vuoto U_a = 900 V.

La disposizione circuitale ha una resistenza interna $R_i \approx 100$ kΩ, cosicchè, come si può rilevare dallo schema equivalente di fig. 3, per un carico ammissibile I_a = 1 mA, si ha una tensione di uscita U_a = 800 V.

I riduttori di tensione nei circuiti di collettore dei transistor T1 e T2 (fig. 5) impediscono che attraverso i condensatori venga accoppiata per reazione una tensione che supera il valore limite della tensione di base dei transistor. Se un emitter-follower alimenta un carico capacitivo, il fianco inclinato del segnale di uscita (vedi fig. 2 in basso) viene tagliato a sbieco in seguito al blocco del diodo base-emitter. Al fine di aumentare la ripidità dei fianchi si è connesso un diodo fra la base e l'emitter del transistor T3.

Per poter regolare la tensione di uscita U_a in un campo ristretto di circa 30 V, è stata montata nel circuito di collettore dell'emitter-follower T3 una resistenza di regolazione di 500 Ω.

Per ragioni di completezza, è stata data nel circuito di insieme (a sinistra) una proposta per un'apparecchiatura di rete a 150 V stabilizzata.

2. - INDICAZIONI PER IL DIMENSIONAMENTO DEL CIRCUITO

2.1. - La resistenza di collettore

Le due resistenze di collettore del multivibratore vengono dimensionate in modo tale che si ha una corrente di saturazione di $I_c \approx 15$ mA:

$$R_c \approx \frac{U_V}{I_c} = \frac{150\ \text{V}}{15\ \text{mA}} = 10\ \text{k}\Omega \quad (1)$$

2.2. - La resistenza di base

Per la sicurezza della saturazione, nel calcolo della resistenza di base si applica la solita legge

$$R_B \leqq B . R_c \quad (2)$$

L'amplificazione di corrente per i transistori prescelti è, in questo caso di $B = 40$, perciò si ottiene R_B con 40.10 kΩ ≈ 390 kΩ.

Fig. 3 - Circuito equivalente per la rappresentazione della caduta di tensione per carico sul circuito di 1 mA.

Fig. 4 - Circuito equivalente del multivibratore per il transistore T2 bloccato. Dalla fig. 5 è stato ricavato lo schema semplificato del multivibratore in questa particolare situazione.

2.3. - Tempo di apertura dei transistori

Nel momento in cui il transistore T1 raggiunge la situazione di conduzione ($U_{BE1} \approx 0$ V) ed il transistore T2 la situazione di interdizione ($U_{CE2} \approx 150$ V), si può accettare approssimativamente per il multivibratore lo schema a blocchi di fig. 4.

L'andamento temporale della tensione del condensatore U_{C1} è dato dalla seguente uguaglianza:

$$U_{C1} = \left(U_V + \frac{R'_{c1} U_V}{R_{c1} + R'_{c1}}\right) e^{-t/T} - \frac{R'_{c1}\ U_v}{C_1} \quad (3)$$

dove T ≈ $R_{B1}\ C_1$

Il transistore T2 ricomincia a condurre, quando la sua tensione di base è $U_{BE2} \approx 0$, oppure, detto in altro modo, quando

$$U_{C1} = U_V - \frac{R'_{c1}\ U_V}{R_{c1} + R'_{c1}} \quad (4)$$

Da questa relazione risulta, secondo l'uguaglianza (3), il tempo di apertura di T2:

$$t_{APERT2} = T \ln \left(1 + \frac{R'_{c1}}{R_{c1} + R'_{c1}}\right)$$

la formula di t_{APERT1} è realizzata in modo analogo.

Dato che caricando uno stadio a cascata, si ha un abbassamento di tensione che è inversamente proporzionale alla frequenza dell'oscillatore, non si ha alcuna libera scelta per quanto riguarda la frequenza di operazione del multivibratore.

Un valore significativo per la frequenza è dato da

$$f = \frac{1}{t_{APERT1} + t_{APERT2}} \sim 30\ kHz$$

In tal modo, secondo l'uguaglianza (5) sono date le capacità $C_1 = C_2 = 2{,}2$ nF.

3. - CARATTERISTICHE

Il comportamento dell'alimentatore alta tensione in oggetto, si può rilevare dalla tabella che riporta le sue principali caratteristiche.

Il principio descritto offre naturalmente la possibilità di produrre una tensione corrispondentemente più piccola o più grande. Le modifiche possono essere ottenute sia utilizzando il multivibratore con una diversa tensione di alimentazione sia con un numero di stadi diverso dal circuito a cascata.

Tabella delle caratteristiche principali dell'alimentatore A.T.

— Tensione di uscita e carico ammissibili	
tensione a vuoto U_A	900 V
max. corrente di carico I_a	1 mA
tensione di uscita per I_a = 1 mA	800 V
— Tensione di ronzio U_{Br} (picco/picco)	0,5 V
— Stabilità U_a (tensione di rete — 15% ... + 10%)	1%
— Campo di regolazione $\Delta\ U'_a$	30 V

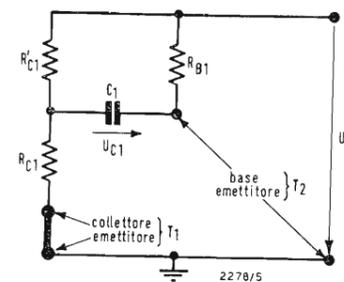
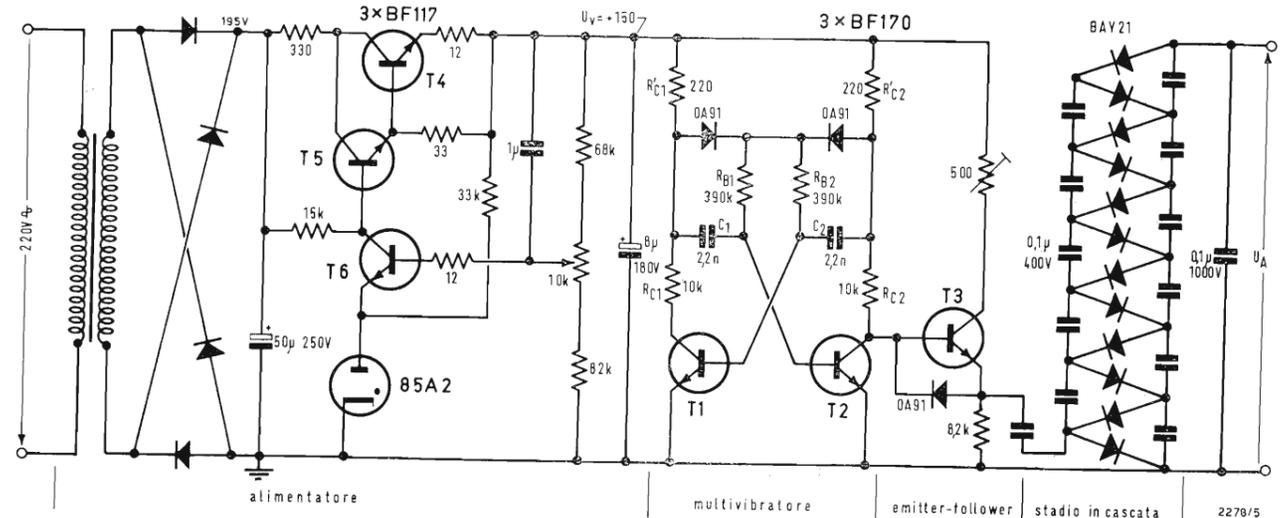
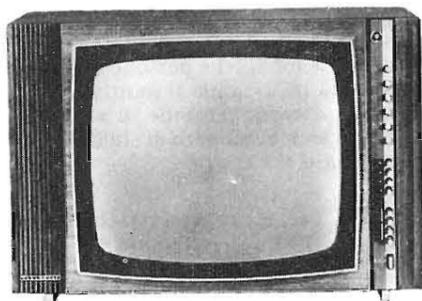



Fig. 5 - Circuito completo dell'alimentatore A.T.

dott. ing. Alessandro Banfi

La presentazione ufficiale della TV a colori in Germania

Un tipico televisore a colori tedesco da 25 pollici (Ditta Loewe-Opta).

La televisione a colori sta inserendosi progressivamente nell'attività industriale delle principali nazioni europee.

Le prime avvisaglie di tale attività si sono manifestate in occasione della Radio Show di Londra nello scorso agosto: una puntatina d'avanguardia.

Molto più solida e consistente è stata la recente presentazione alla stampa tecnica internazionale della produzione dei televisori a colori tedeschi.

Tale presentazione effettuata a Berlino nei giorni 12 e 13 giugno 1967 a cura della Federazione dell'industria Radio-TV (ZVEI) costituiva un'anteprima della 25ª *Mostra Nazionale della Radio* che si svolgerà pure a Berlino dal 25 agosto al 3 settembre prossimi e che segnerà l'inizio ufficiale delle trasmissioni regolari di TV a colori nella Repubblica federale tedesca.

E quasi contemporaneamente, cioè dal 1º al 10 settembre, si svolgerà a Parigi il *Salone Internazionale della Radio-TV* durante il quale verrà dato l'avvio alle trasmissioni regolari di TV a colori nonchè la presentazione, in profilo internazionale, della produzione europea di televisori a colori.

Entro quest'anno assisteremo pertanto al varo tanto atteso della TV a colori europea, che purtroppo come è ormai noto rimane divisa sui due sistemi PAL e SECAM praticamente al 50%.

Nel corso della recente manifestazione informativa industriale-commerciale di Berlino, sono state illustrate le condizioni attuali e le previsioni future del mercato tedesco Radio-TV sia interno che di esportazione, con particolare riferimento alla TV a colori.

Da parte di dirigenti della ZVEI, è stato fatto un profilo generale dell'andamento della produzione radio-televisiva tedesca nel 1966 e primi mesi del 1967.

Mentre la vendita dei radioricevitori ha registrato un continuo aumento riguardo al 1965 (+ 18% per i tipi portatili e + 35% per le autoradio), la vendita dei televisori è diminuita del 6%, senza peraltro scendere al livello del 1964.

L'industria tedesca si è comunque adeguata a questa situazione, pianificando di conseguenza la sua produzione attuale.

Il numero di televisori prodotti nel 1966 ascende a 2.227.000 apparecchi per un valore di produzione di 1.181 milioni di marchi (pari a circa 218 miliardi di lire) dei quali 455.670 televisori sono stati esportati per un valore di 200 milioni di marchi (pari a circa 35 miliardi di lire).

La produzione dei radioricevitori è stata nel 1966 di 4.370.000 apparecchi per un valore di 912 milioni di marchi (pari a circa 146 miliardi di lire), dei quali 1.610.000 furono esportati per un valore di 272 milioni di marchi.

Un notevole interesse del pubblico si è riversato sui ricevitori radiostereofonici a MF, anche per sostituire vecchi ricevitori con altri migliori e più moderni. Inoltre l'evoluzione del gusto musicale del pubblico adeguandosi alle nuove tecniche della stereofonia ad alta qualità ha contribuito molto a questa ripresa della radiofonia.

Le percentuali di produzione dei vari ricevitori sono le seguenti: 26% apparecchi da tavolo; 69% apparecchi portatili e autoradio; 5% mobili radio-fono.

Per quanto riguarda le previsioni 1967 la ZVEI afferma che per i radioricevitori continuerà l'interesse del pubblico, con un congruo aumento di produzione.

Per quanto riguarda i televisori, all'industria tedesca si affaccia ora la nuova situazione del colore, le cui trasmissioni regolari inizieranno il 25 agosto prossimo in concomitanza, come si è già detto, con la Mostra della Radio-TV a Berlino.

La ZVEI prevede che la comparsa della TV a colori non influirà sensibilmente sulla vendita dei televisori in bianco-nero per 3 motivi fondamentali:

1º) rinnovo di televisori di vecchio tipo ormai passati di moda;

2º) adozione del secondo televisore per la scelta dei 3 programmi TV oggi trasmessi in Germania;

3º) presenza di telespettatori di nuova leva (giovani famiglie, con possibilità finanziarie modeste) che si aggiungono per un constatato fenomeno sociale a

catena, agli attuali 13 *milioni e mezzo* di abbonati alla TV tedesca, e che opteranno quasi sicuramente per il televisore in bianco-nero per ragioni economiche.

* * *

L'industria tedesca comunque fa grande assegnamento sui prossimi futuri sviluppi della TV a colori, sebbene si preveda nel primo anno d'esercizio una vendita di televisori a colori limitata fra 50.000 e 100.000 unità.

Nell'anno successivo si prevede un raddoppio di tale cifra (circa 150.000-200.000 televisori).

La ZVEI prevede che la TV a colori, anzichè sostituire quella in bianco-nero, è destinata ad integrarla progressivamente, con la coesistenza costante di entrambe le forme, così come avviene per la fotografia.

L'industria tedesca Radio-TV prevede pertanto un avvenire roseo ed ottimistico.

* * *

Nel corso della riunione berlinese, in un grande auditorio della SFB (Radio Berlino Libera) dodici ditte tedesche hanno presentato in funzione i loro televisori a colori. Tali ditte sono:

Siemens, Telefunken, Blaupunkt, Grundig, Graetz, Imperial, Loewe-Opta, Metz, Nordmende, Philips, Saba, Schaub-Lorenz.

L'aspetto esterno è molto simile per tutti i campioni presentati, muniti di cinescopio « shadow-mask » da 25 pollici.

Dal lato tecnico circuitale si sono divise in due gruppi: tecnica americana con tubi deflettenti ad alta tensione e bassa corrente e tecnica europea (Philips) con tubi a bassa tensione ed elevata corrente.

Alcuni adottano uno stadio a trasformatore separato per l'alta tensione (27 kV) del cinescopio; altri adottano l'eccitazione video cromatica sui catodi dei cannoni, anzichè sulla griglia.

Comunque a causa della tecnica PAL e quindi del demodulatore cromatico « laufzeit », la matrizzazione avviene per l'impiego dei tre segnali differenziali $(R-Y)$, $(V-Y)$, $(B-Y)$.

Nel confronto diretto fra i dodici televisori che ricevevano un programma di film a colori trasmesso dall'emittente berlinese, i risultati erano abbastanza soddisfacenti anche per l'uniformità dei colori.

Alcune difficoltà tecnologiche della produzione in serie dei televisori sono trapelate nei colloqui coi tecnici delle varie ditte costruttrici: principalmente sull'argomento della costanza di taratura della linea di ritardo.

Alcune ditte hanno in elaborazione avanzata degli apparati di servizio per l'assistenza tecnica ai televisori a colori, che verranno esibiti al pubblico alla Mostra d'agosto.

Nessun prezzo è stato fatto ufficialmente: solo alla Mostra d'agosto verranno comunicati al pubblico.

Si parla però di circa 2.500 marchi (pari a circa 390.000 lire) come prezzo di partenza concordato fra le principali ditte produttrici.

La guerra dei prezzi è comunque già alle soglie: proprio in questi giorni il più grosso gruppo commerciale tedesco, la Neckermann di Francoforte, titolare di una catena di grandi magazzini ed agenzie di vendita per corrispondenza, ha improvvisamente diminuito di circa il 25% i prezzi minimi concordati qualche mese fa tra le principali industrie.

Particolari accordi con la ditta bavarese Köerting permettono alla Neckermann di vendere già sin d'ora al prezzo di 1.900 marchi (pari a circa 300.000 lire) un ottimo televisore a colori.

D'altronde anche in Francia si assiste ad una vivace competizione di prezzi concorrenziali: il gruppo CFS del quale fa parte la CFT creatrice del sistema SECAM ha annunciato di mettere in vendita televisori a colori al prezzo di 3.750 franchi anzichè di 5.000 franchi come era stato proposto da un consorzio di industriali francesi: si parla anche di 3.500 franchi (pari a circa 440.000 lire) da parte di un potente gruppo commerciale.

La questione comunque si presenta enormemente interessante già all'inizio della TV a colori: chi vivrà vedrà.

Comunque, ho raccolto l'opinione diffusa fra i costruttori tedeschi di Berlino, presenti alla riunione che, anche a causa dei programmi a colori, ridotti nella fase iniziale, la domanda del pubblico sarà nei primi tempi molto limitata, anche perchè si vuole constatare il comportamento pratico del televisore a colori presso l'utente in varie località.

A

dott. ing. Alessandro Banfi

Un nuovo cinescopio tricromico per le TV a colori

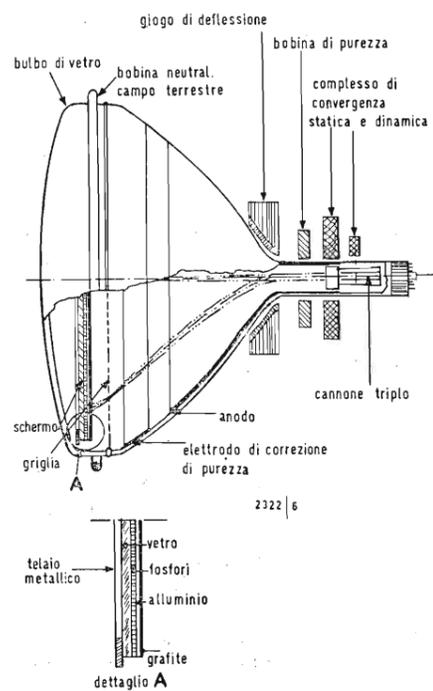



Fig. 1 - Costituzione del nuovo cinescopio CFT per la TV a colori.

È noto che le immagini che si formano sullo schermo del cinescopio di un televisore a colori, risultano dalla coesistenza simultanea di tre immagini geometricamente identiche e sovrapposte, ma nei tre colori fondamentali: verde, rosso e blu.

Il cinescopio tricromico, oggi quasi universalmente usato, è il cosiddetto « shadow mask » (a maschera schermante) ideato dalla RCA americana circa una ventina di anni or sono.

Ma nonostante l'ingegnosità della sua costituzione, il cinescopio « shadow mask » presenta il difetto di uno scarso rendimento luminoso, che, anche nelle migliori condizioni non supera il 15-20 per cento.

Ciò è dovuto alla scarsa trasparenza elettronica della maschera forata, la quale intercetta una gran parte degli elettroni emessi dai tre cannoni del cinescopio, assorbendo così una notevole quantità d'energia (1).

In queste condizioni, per ottenere una immagine sufficientemente luminosa si rende necessaria una forte emissione di elettroni da parte dei cannoni con una elevata tensione di accelerazione. Tale tensione acceleratrice (circa 27.000 V) coinvolge una notevole corrente elettronica, la cui stabilizzazione è piuttosto critica, e la necessità di rilevanti potenze di deflessione dei pennelli.

È apparso recentemente un nuovo cinescopio elaborato dalla Compagnie Française de Television (C.F.T.), nel quale viene impiegata una speciale maschera a griglia avente una trasparenza elettronica dell'80-90%, e con un corrispondente aumento di luminosità dell'immagine.

Il nuovo cinescopio C.F.T. che è del tipo cosiddetto autoprotetto, con deviazione a 90°, e schermo da 25 pollici, comprende essenzialmente:

a) uno schermo luminescente deposto su una lastra di vetro piana e costituito da righe luminescenti parallele accostate, di uguale larghezza (0,27 mm), disposte verticalmente. Tre righe consecutive formano una « terna » di 0,81 mm di larghezza, corrispondente ai tre valori primari: rosso, verde, blu: vi sono in tutto 480 terne.

Tale schermo luminescente è ricoperto da una sottile pellicola d'alluminio sulla quale è deposto uno straterello di grafite porosa, destinato ad assorbire la maggior parte degli elettroni riflessi dallo schermo illuminato.

b) Una griglia a fili verticali affacciata allo schermo luminescente alla distanza di circa 30 mm, costituita da 550 fili paralleli (0,1 mm di diametro) equidistanti, spaziati di 0,75 mm.

I fili di tale griglia risultano pertanto paralleli alle strisce di fosfori tricromici depositate sullo schermo luminescente affacciato.

c) Tre cannoni elettronici (gun) convergenti in modo che i tre pennelli convergano in un punto sull'asse del tubo, nel piano della griglia anzidetta.

(1) Vedi « Corso di TV a colori ». Editrice Il Rostro - Milano.

2322|6

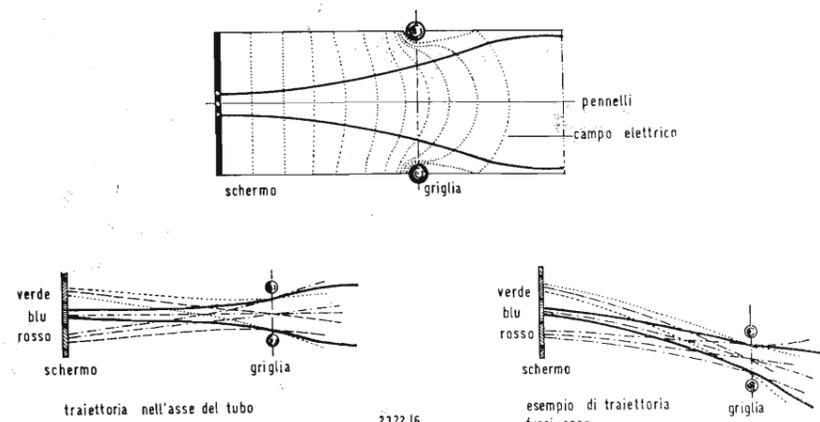



Fig. 2 - Focalizzazione dei pennelli elettronici e separazione dei colori.

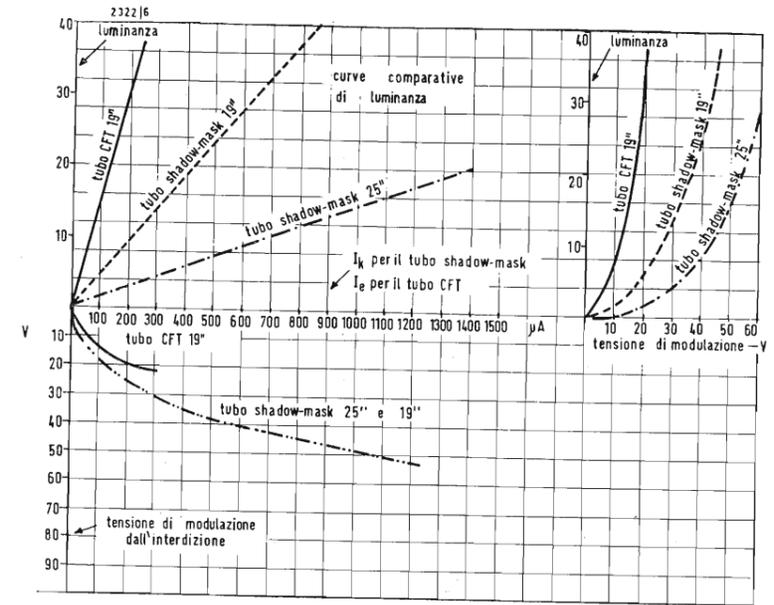



Fig. 3 - Grafici comparativi di luminanza fra i cinescopi CFT e « shadow mask ».

Fig. 4 - Sezione di un tubo CFT mostrante la griglia a fili paralleli (Foto CSF).

Le caratteristiche di funzionamento di questo nuovo cinescopio sono le seguenti.

La griglia portata ad un potenziale inferiore a quello dello schermo, forma con quest'ultimo un complesso di lenti elettrostatiche (Fig. 2) cilindriche che focalizzano i pennelli elettronici sullo schermo con degli « spot » ellittici con l'asse maggiore parallelo alle strisce luminescenti, mentre l'asse minore è inferiore alla larghezza di una di tali strisce cromatiche.

Inoltre la differenza di potenziale fra griglia e schermo, introduce una post-accelerazione che assicura una grande luminosità.

La convergenza al centro dei fili di griglia dei tre pennelli elettronici, provoca dei punti d'impatto distinti sullo schermo. In tali condizioni, la larghezza delle strisce luminescenti dello schermo, la distanza griglia-schermo, le tensioni applicate e l'inclinazione dei cannoni, sono state calcolate in modo che i tre « spot » d'impatto siano situati su tre strisce di valore diverso. Gli elettroni uscenti da un cannone di determinato colore non possono colpire che le strisce di quello stesso colore.

La regolazione della convergenza statica dei tre pennelli in modo da sovrapporre gli « spot » al centro del piano della griglia viene effettuata mediante quattro magnetini permanenti spostabili.

La posizione degli « spot » al centro delle rispettive strisce cromatiche luminescenti è ottenuta mediante l'azione di un campo magnetico costante dato da una bobina situata sul collo del tubo fra i cannoni ed il giogo di deflessione (bobina di purezza, fig. 1).

La corretta convergenza degli « spot » su tutta la superficie dello schermo viene ottenuta mediante l'azione di campi magnetici variabili applicati ai pennelli all'uscita dai cannoni. Tali campi magnetici sono generati da un dispositivo correttore di convergenza dinamica che comprende, internamente al collo del tubo, delle espansioni polari, ed all'esterno, delle bobine percorse da opportune correnti correttrici in relazione alle correnti di deflessione verticale ed orizzontale.

L'impurità dei colori nelle regioni marginali dello schermo sono poi ulteriormente corrette dal campo elettrostatico prodotto da un elettrodo periferico applicato sulla parete interna del bulbo in vetro del cinescopio (fig. 1).

Inoltre l'influenza del campo terrestre è corretta mediante una bobina a campo assiale circondante il bordo dello schermo (fig. 1).

Le righe luminose tricromiche di ogni terna fosforica sono sufficientemente accostate (con un passo della terna di 0,81 mm) affinchè ad una distanza di circa 1,50 m dallo schermo, siano sotto il limite della risoluzione visiva.

La grande trasparenza della griglia consente di ottenere delle immagini di elevata luminosità, pur con intensità dei pennelli e tensioni di modulazione ridotte.

La post-accelerazione degli elettroni assicura una eccellente luminosità a tensione elevata (27 kV), pur permettendo la deflessione dei pennelli con potenza ridotta.

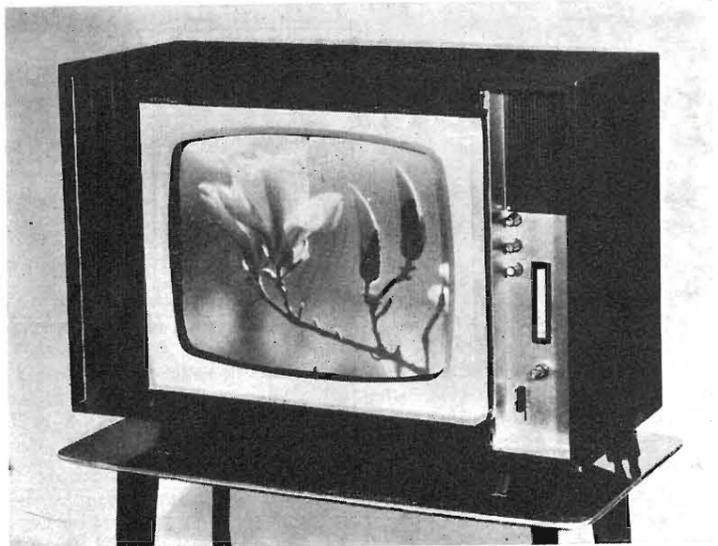



Fig. 5 - Televisore a colori CFT da 19 pollici, totalmente transistorizzato (Foto CSF).

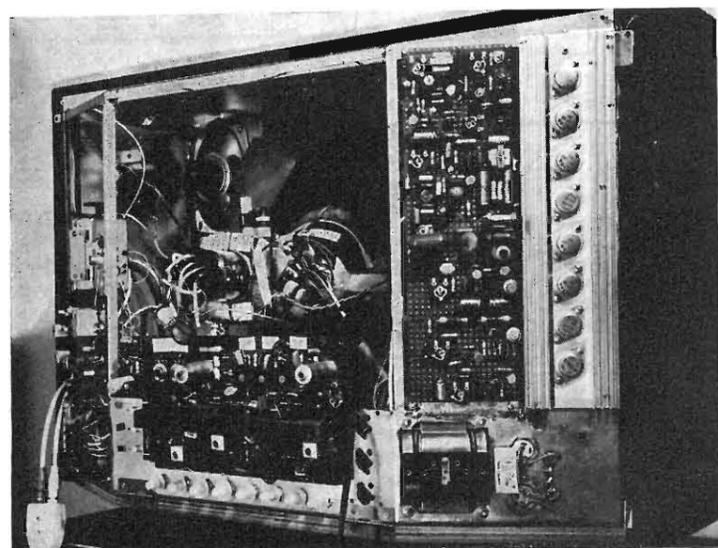



Fig. 6 - Vista interna del televisore a colori CFT transistorizzato (Foto CSF).

Essendo pertanto di valore sensibilmente ridotto, sia l'intensità dei pennelli elettronici, che le tensioni di modulazione e le potenze di deflessione, viene ad essere facilmente realizzabile una transistorizzazione totale del televisore impiegante il tubo C.F.T.
Inoltre il cinescopio tricromico C.F.T., per la sua stessa costituzione, consente dei procedimenti tecnologici di costruzione molto più semplici di quelli necessari per il tubo « shadow mask ».
Infatti lo schermo piano a fosfori lineari continui accostati e la griglia a fili paralleli, ne consentono la produzione in serie, senza ricorrere al loro abbinamento ottico necessario per la costruzione del tubo « shadow mask ».
Ne risulta che la comparsa sul mercato del cinescopio C.F.T. rappresenterà un decisivo progresso nella tecnica di produzione dei televisori a colori, con conseguente riduzione dei prezzi globali.
Le caratteristiche tecniche di funzionamento del cinescopio C.F.T. sono:
Tensione di schermo 25.000 V
Tensione di purezza (schermo ausiliario) 10.000 V
Tensione di rivestimento 8.600 V
Tensione griglia focalizzazione 7.100 V
Tensione anodica cannoni 400-500 V
Tensione d'interdizione — 50 V
Tensione di modulazione (per una corrente totale di 100 μA dei 3 pennelli) 15 V
Nel grafico di fig. 3, sono riportate le curve relative ai cinescopi C.F.T. e « shadow mask ».
È facile rilevare che per ottenere una identica luminanza, il cinescopio C.F.T. richiede una tensione di modulazione nonchè correnti anodiche molto inferiori a quelle del cinescopio « shadow mask » (circa 2,5 volte inferiori). *A*

(a cura del dott. ing. A. Nicolich)

Amplificatore stereo ad alta fedeltà Supravox mod. B 15

Fotografia dello strumento.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Il nuovo modello B15 è il capostipite della serie di amplificatori Supravox completamente transistorizzati. Si presenta in cofano di legno pregiato con pannello frontale elegante e funzionale, manopole in pekalit diamantate. L'intero amplificatore è racchiuso in una scatola di lamiera di acciaio di 1 mm. di spessore trattato galvanicamente e fosfatizzato.
Il circuito impiega 23 transistori e 7 diodi. I 4 transistori d'ingresso sono del nuovissimo tipo al silicio per ridurre al minimo il fruscio. Il circuito è senza trasformatore d'uscita. La tensione anodica per gli stadi amplificatori in tensione è a stabilizzazione elettronica.
Le caratteristiche, misurate su carico resistivo, sono riportate in Tabella 1.
I comandi sono:
Anteriormente: *interruttore* generale di rete; *interruttore* per il filtro (filter) che riduce le note acute dai 6000 periodi in su. Serve specialmente per l'ascolto di vecchi dischi per eliminare il fruscio; *deviatore* per il funzionamento stereo e mono; *commutatore* per l'inversione in entrata dei due canali; *selettore d'ingresso* a 4 posizioni per nastro; pick-up ad alta sensibilità; pick-up a bassa sensibilità; ingresso ausiliario; *regolatore* delle note acute; *regolatore* delle note basse; *bilanciamento*; *regolatore di volume*; *presa fono per l'inserzione di una cuffia stereo ad alta fedeltà*.
La spina della cuffia deve sempre essere una spina stereo.
Posteriormente: *Cambiatensione* (Voltage Selector) che va posto col dischetto bianco verso la cifra corrispondente alla tensione di distribuzione. *Cordone* di alimentazione indicato da «Power Supply» e che va inserito nella presa di corrente della rete; *Presa di corrente* « A.C. Outlet » che serve per alimentare il giradischi o il registratore, potenza disponibile 100 W. *Fusibile di protezione* sulla corrente alternata 0,8 A (A.C. Fuse) e fusibile di protezione sulla corrente continua 1,25 A (D.C. Fuse). *Prese* bipolari per l'altoparlante destro (R) e sinistro (L). Le prese pentapolari per il collegamento col selettore d'ingresso sono: *Pick-up* che serve per qualsiasi tipo di cartuccia. *Tape* (nastro) che serve per il collegamento con la corrispondente spina pentapolare del registratore sia per registrare, sia per riprodurre il nastro. Il segnale d'ascolto deve essere già preamplificato come avviene nei moderni registratori. *High* ingresso ausiliario ad alto guadagno. *Low* ingresso ausiliario a basso guadagno. *Earth* presa di terra.

2. - INSTALLAZIONE

2.1. - Alimentazione.

Il cordone che esce dal foro « Power Supply » è quello dell'alimentazione dell'amplificatore. Prima d'inserire la sua spina terminale nella presa di corrente della rete accertarsi che il cambiatensione (Voltage Selector) sia posto in modo che il dischetto bianco si trovi verso la cifra corrispondente alla tensione di rete.
Il motore del giradischi o cambiadischi Garrard da alimentare a tensione rete può essere collegato con la presa supplementare « A.C. Outlet », che è sempre a 220 V 50 Hz e in tal caso l'in-

Tabella 1 - Caratteristiche misurate su carico resistivo

	4 Ohm	8 Ohm	16 Ohm
Potenza continua per canale	15 W	12 W	7 W
Distorsione armonica a 1000 Hz	0,2 %	0,1 %	0,1 %
Distorsione armonica media da 50 a 15.000 Hz	0,3 %	0,17 %	0,17 %
Intermodulazione 50/6000 Hz meno di	0,6 %	0,5 %	0,4 %

Linearità (misurata a 10 W per 4 e 8 Ω, 7 W per 16 Ω)	1 dB da 20 a 20.000 Hz
Rumore e soffio: fono	55 dB
Tape e aux.	65 dB
Volume a zero	80 dB
Sensibilità e impedenze d'ingresso:	
Fono magnetico (norme RIAA)	3,5 mV equiv. 68 kΩ
Fono pieno (norme RIAA)	110 mV equiv. 1 MΩ
Tape	300 mV lineare 470 kΩ
Ausiliario 1°	10 mV lineare 10 kΩ
Ausiliario 2°	150 mV lineare 300 kΩ
Uscita per registratore:	50 mV per ogni unità di tensione nominale in ingresso. Impedenza d'uscita 48 l.Ω.

Il preamplificatore può sopportare, senza apprezzabile distorsione, dieci volte la tensione nominale d'ingresso.

Correzione della curva di risposta:	
	Toni bassi a 50 Hz ± 15 dB
	Toni alti a 15 kHz ± 15 dB
Bilancianento:	esalta 2 dB attenua a 20 dB
Separazione:	a 1000 Hz 50 dB
	a 10 kHz 35 dB
	a 20 kHz 30 dB

Fattore di smorzamento con un carico di 8 Ω: 30 misurato a 1000 Hz
Corrente anodica in assenza di segnale: 30 mA

Transistori impiegati:	
al silicio:	due tipo BC109
	due tipo BC107
al germanio:	sei tipo SFT337
	quattro tipi SFT162
	due tipo SFT367
	due tipo SFT377
	cinque tipo AL102
Diodi al silicio:	cinque tipo BY126
Diodi al germanio:	due tipo PT/O.

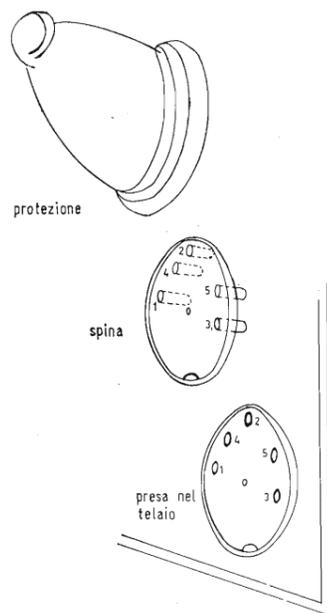



Fig. 1

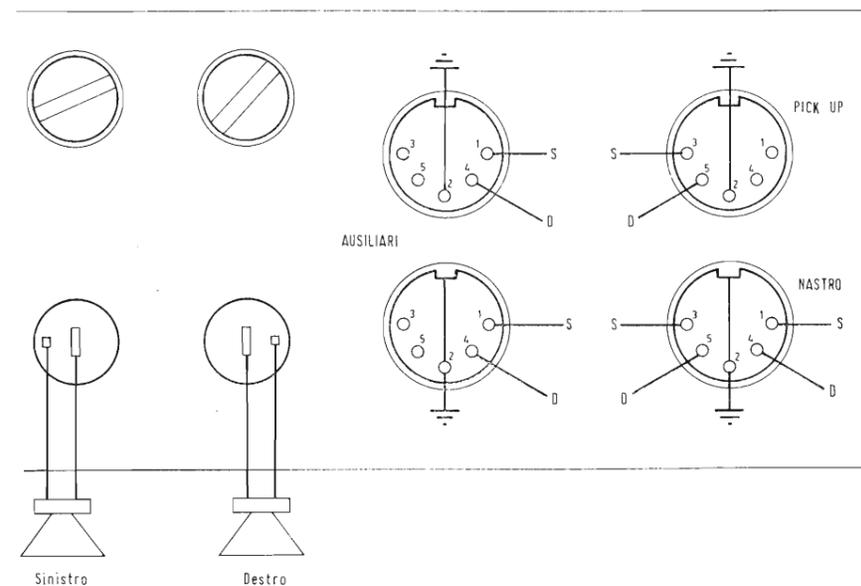



Fig. 2

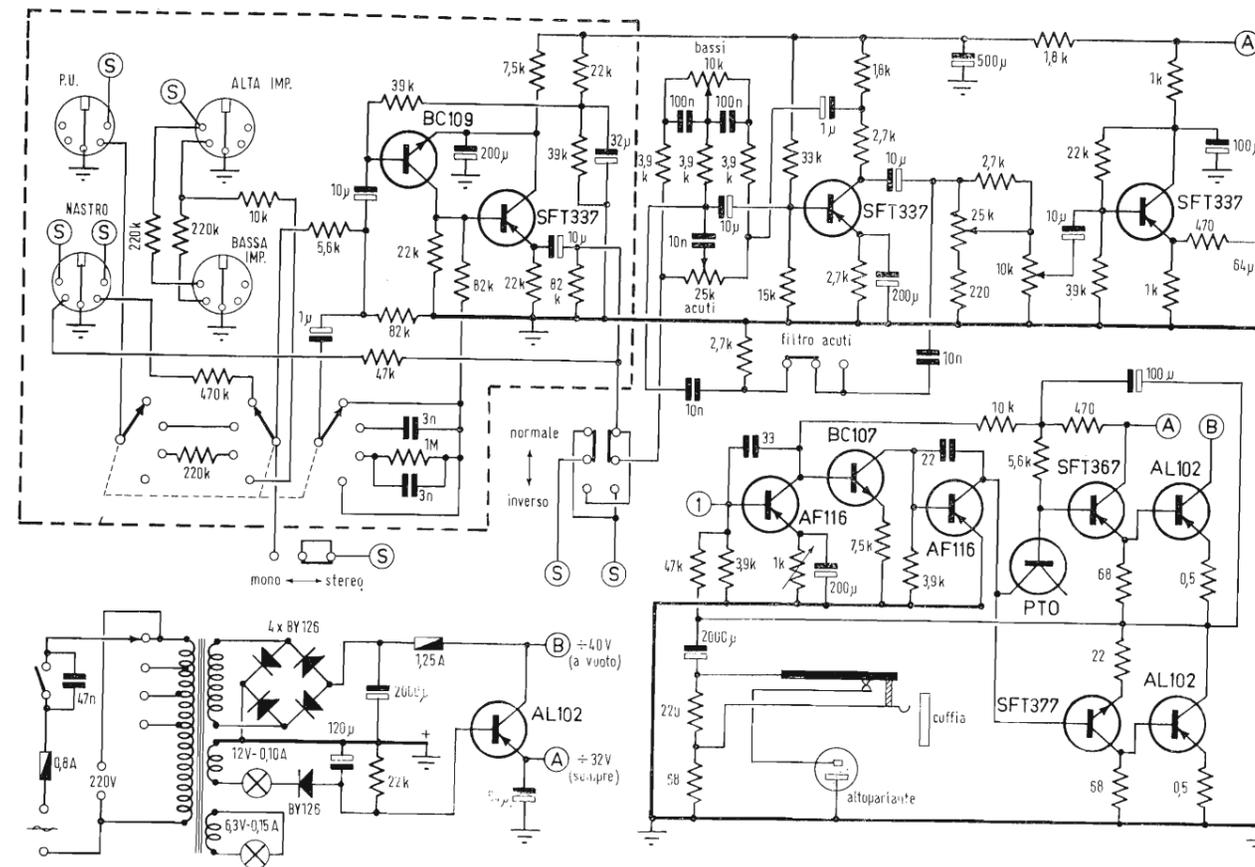



Fig. 3

terruttore dell'amplificatore comanda anche il Garrard. Diversamente il Garrard può venire alimentato direttamente dalla rete.

Più frequentemente si adopera la presa A.C. Outlet: con questo collegamento prima di spegnere l'amplificatore bisogna attendere che il Garrard effettui le varie fasi di movimento di fermata, poi si spegnerà il tutto con l'interruttore dell'amplificatore. In caso contrario può darsi che il motore rimanga in una fase di movimento dei comandi con molle in tensione e pregiudizio della perfezione di funzionamento.

2.2. - Ingressi.

Qualunque tipo di cartuccia può essere collegato (secondo le norme date dal fabbricante) alla spina a 5 contatti, da inserirsi nella presa posteriore segnata « pick-up » (v. fig. 1). Trattandosi di cartuccia a riluttanza variabile, a resistenza variabile o magnetodinamica, ossia con pochi millivolt di uscita, il commutatore d'ingresso « Input » sul pannello anteriore andrà posto nella posizione « Pick-up High ».

Nel caso di cartuccia piezoelettrica o ceramica ad alta uscita il comando d'ingresso andrà posto su « Pick-up Low ».

Ingressi ausiliari « Auxiliary Input ».

L'ingresso marcato « High » ha la sensibilità di 10 mV. Quello marcato « Low » ha la sensibilità di 150 mV. Questi ingressi servono per il collegamento a microfoni, sintonizzatore, filodiffusione o al circuito audio di un televisore.

Ingresso a registratore « Tape ».

Ha la sensibilità di 300 mV. Serve sia per la registrazione, sia per la riproduzione. Per la registrazione i segnali sono equalizzati nell'amplificatore secondo le norme DIN e CEI, e i comandi dell'amplificatore non agiscono sul segnale.

Collegamenti con le spine pentapolari.

I collegamenti con le spine pentapolari vanno effettuati come indicato nella fig. 2. I numeri di riferimento impressi nel materiale plastico della spina vanno connessi come segue:

Spina « pick-up ».

L'uscita del canale sinistro a (3).
L'uscita del canale destro a (5).
Lo schermo (massa) a (2).

Spina registratore « Tape ».

L'entrata per la registrazione del canale sinistro a (1).
L'entrata per la registrazione del canale destro a (4).
L'uscita per la riproduzione del canale sinistro a (3).
L'uscita per la riproduzione del canale destro a (5).
Gli schermi a (2).

Spina dei collegamenti ausiliari « Auxiliary input ».

Collegare il canale sinistro a (1).
Collegare il canale destro a (4).
Collegare lo schermo a (2).
La spina può essere collegata alla presa « High » oppure « Low » a seconda della tensione di uscita.

A

Sig. Fabio Brambilla - Milano

D - Desidero, se possibile, una sintesi (principio, commutatore elettronico, linea di ritardo, schemi a blocchi del codificatore e del decodificatore) del sistema SECAM, per avere una visione panoramica di questo sistema, che tiene testa tanto saldamente al sistema PAL, come candidato all'elezione di sistema euroasiatico di TV a colori.

R - Premessa - Il sistema SECAM, al pari del sistema tedesco PAL, ha lo scopo di modificare il sistema americano NTSC in modo che gli errori di fase, che inevitabilmente si verificano nella trasmissione dell'informazione cromatica dal codificatore dell'emittente, al decodificatore del ricevitore, non comportino falsamenti di tinte nell'immagine riprodotta rispetto a quella originale.

Principo del sistema Secam (Séquentiel à mémoire).

Il sistema SECAM si basa sul concetto che si può, senza apprezzabile degradazione della qualità, diminuire la risoluzione verticale nella riproduzione dei colori, poichè la capacità dell'occhio umano di apprezzare differenze di colori nei particolari minutissimi, è indubbiamente limitata. Inoltre, si ritiene che l'andamento nel tempo dell'informazione del colore da una riga alla riga successiva vari solo molto lentamente, il che è stato confermato da ricerche su numerose immagini colorate trasmesse.

Le due componenti necessarie per la trasmissione dell'informazione colorata, cioè la tinta e il grado di saturazione (diciamo i due segnali differenze di colori) non vengono perciò trasmessi contemporaneamente (simultaneamente). Si possono trasmettere queste componenti, una in una riga, l'altra nella riga immediatamente successiva, nel tempo, successivamente (sequenzialmente). Nel ricevitore si ricompone poi l'intera informazione cromatica, mediante le due componenti trasmesse in due righe successive una dopo l'altra. Per fare questo, occorre un elemento a memoria (una linea di ritardo), con la quale si immagazzina la serie dei segnali di una riga, per la durata di un periodo di riga, di modo che essa può essere elaborata insieme con la serie dei segnali della riga immediatamente successiva. Per questa ragione si giustifica la denominazione SECAM, trasmissione sequenziale a memoria.

Modulazione col sistema Secam

Coi sistemi NTSC e PAL si usa la modulazione in quadratura con portante di colore soppressa, con la quale l'indice del segnale di crominanza modulato è una figura precisa del segnale di crominanza primario. Perciò le due componenti dell'informazione di crominanza, ossia la tinta e la saturazione (o anche i due segnali differenze di colori) vengono trasmesse simultaneamente.

Poichè, col sistema SECAM, le due componenti del segnale informazione di colori vengono trasmesse successivamente, non è necessaria, in questo caso, alcuna modulazione in quadratura. Il tipo di modulazione può essere scelto a piacere. Per il sitema SECAM si è scelta la modulazione di frequenza della subportante di crominanza con i segnali differenze di colori R-Y e B-Y, e la subportante di colore non è soppressa. La frequenza della sottoportante di colore viene scelta come nei sistemi NTSC e PAL all'incirca. La modulazione risulta dissimmetrica, cioè + 350 kHz e — 506 kHz rispetto alla subportante di colore.

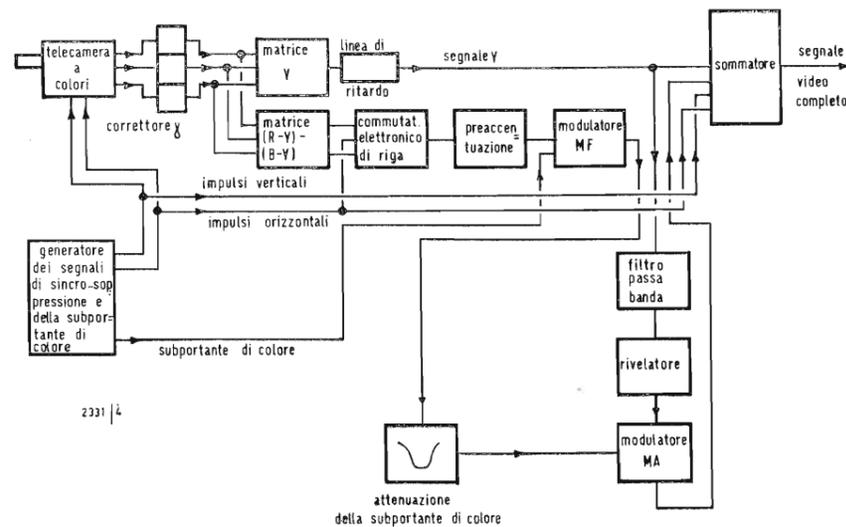



Fig. 1 - Schema a blocchi del codificatore SECAM. In esso si commuta, di riga in riga, alternativamente, dopo la matrice (R-Y) - (BY). Particolarità sono: il modulatore per la modulazione di frequenza della portante del colore, con l'uno, o con l'altro dei due segnali differenze di colori; il blocco per l'attenuazione delle ampiezze nell'intorno della frequenza portante di crominanza, e il dispositivo supplementare per una modulazione di ampiezza del segnale di crominanza in dipendenza del segnale di luminosità.

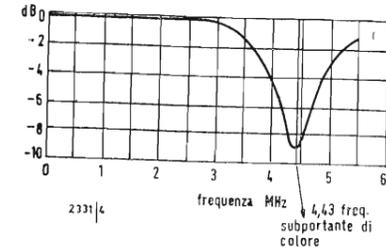



Fig. 2 - Risposta in frequenza della sezione dello schema, nella quale vengono attenuate le ampiezze nell'intorno della frequenza subportante di crominanza.

La trasmissione sequenziale della sottoportante modulata in frequenza col segnale differenza di colore R-Y, e della sottoportante modulata in frequenza col segnale differenza di colore B-Y, è indipendente, in conseguenza, dagli errori di trasmissione: errori di tinta in seguito ad errori di fase sono esclusi, perchè qui la tinta non è ricavata da un angolo di fase. Errori del grado di saturazione e della tinta potrebbero verificarsi, se le ampiezze dei segnali differenze di colori fossero influenzate dal percorso di trasmissione. Ciò è impossibile con la modulazione di frequenza, nel caso che i segnali di entrata siano così grandi che le loro ampiezze possano subire la limitazione prima della demodulazione.

Con la modulazione di frequenza della subportante di colore adottata, quest'ultima non viene soppressa. Essa diviene particolarmente intensa coi colori poco saturati, per cui nella ricezione di una trasmissione a colori con un ricevitore di TV in bianco-nero, essa diventerebbe particolarmente disturbante. Per questo motivo, la subportante di crominanza deve venire attenuata nel codificatore del trasmettitore. Ciò si ottiene con un circuito risonante serie accordato sulla frequenza della subportante di colore, la cui azione è tale che, per colori poco saturati, la subportante stessa non disturba la ricezione con un ricevitore per TV bianco-nero. A questo modo si ottiene all'incirca la stessa qualità ottenibile coi sistemi NTSC e PAL. La larghezza di banda disponibile per l'informazione del colore è limitata, nell'interesse della compatibilità. Perciò si ha una deviazione di frequenza relativamente piccola. Ciò significa che i segnali differenze di colori R-Y e B-Y, prima della modulazione, hanno valori notevolmente più piccoli che coi sistemi NTSC e PAL. In conseguenza, col sostema SÉCAM, si richiede una maggior misura precauzionale contro i disturbi e le rumorosità, che coi sistemi NTSC e PAL.

Con valori modesti della tensione di entrata, subentrano poi disturbi nella riproduzione dei colori (disturbi di colore), anche quando l'immagine relativamente alla sua separazione dalla luminanza, non è ancora considerevolmente disturbata. Il disturbo di colore si manifesta soprattutto come seghettature colorate dei contorni.

Per evitare la diafotia si usano mezzi, che, per es. si sfruttano anche nella radiodiffusione in O.U.C.: 1) si pratica al lato trasmissione una preaccentuazione (preenfasi). Essa consiste in ciò che il segnale da modulare nel campo delle sue frequenze più alte viene rinforzato. La sopraelevazione dei segnali così ottenuta nell'ambito delle frequenze di modulazione più alte, viene compensata nel ricevitore dopo la demodulazione (deaccentuazione, o deenfasi);

2) oltre a ciò si usano nel ricevitore, prima dei demodulatori MF, circuiti limitatori, coi quali si sopprime la modulazione di ampiezza dovuta ai disturbi.

Il commutatore SÉCAM. - Nel codificatore del trasmettitore è necessario un permutatore, col quale i segnali differenze di colore R-Y e B-Y vengono applicati al modulatore MF alternativamente di riga in riga. Nel ricevitore si usa un corrispondente permutatore (o commutatore elettronico), col quale si deve compensare la commutazione effettuata in trasmissione. Questo commutatore viene azionato dagli impulsi di sincronizzazione orizzontale. Con ciò, la componente B-Y del segnale colorato originale arriva alla sezione B-Y del ricevitore, e la componente R-Y del segnale colorato originale arriva alla sezione R-Y del ricevitore, mentre durante il ritorno verticale vengono trasmessi impulsi di identificazione, che assicurano questo processo.

Schema a blocchi del codificatore Secam.

Il codificatore SÉCAM (fig. 1) nel suo principio è simile al codificatore NTSC; relativamente alla telecamera a colori, alla correzione del gamma, al generatore dei segnali di soppressione e sincronizzazione e della portante di colore, come pure ai circuiti matrice per il segnale di luminanza (matrice Y) e ai segnali di identificazione della crominanza, non esistono differenze apprezzabili. Anche il ritardo nel tratto della via del segnale Y è contenuto in ugual misura nei due codificatori.

Le differenze hanno luogo nella sezione del codificatore fra l'uscita della matrice I-Q, oppure della matrice (R-Y) e (B-Y), e il gruppo di somma che si trova all'uscita del codificatore. L'entrata di questa sezione di codificazione è formata dal commutatore di riga, col quale si commuta, di riga in riga, fra il segnale differenza di colore (R-Y) e il segnale differenza di colore (B-Y). Il commutatore viene pilotato dall'impulso orizzontale.

Al commutatore di riga seguono il circuito di preaccentuazione ed il modulatore MF. Poi si aggiungono i complessi, nei quali i segnali di crominanza vengono modificati in modo, che i requisiti per la compatibilità vengono abbondantemente soddisfatti.

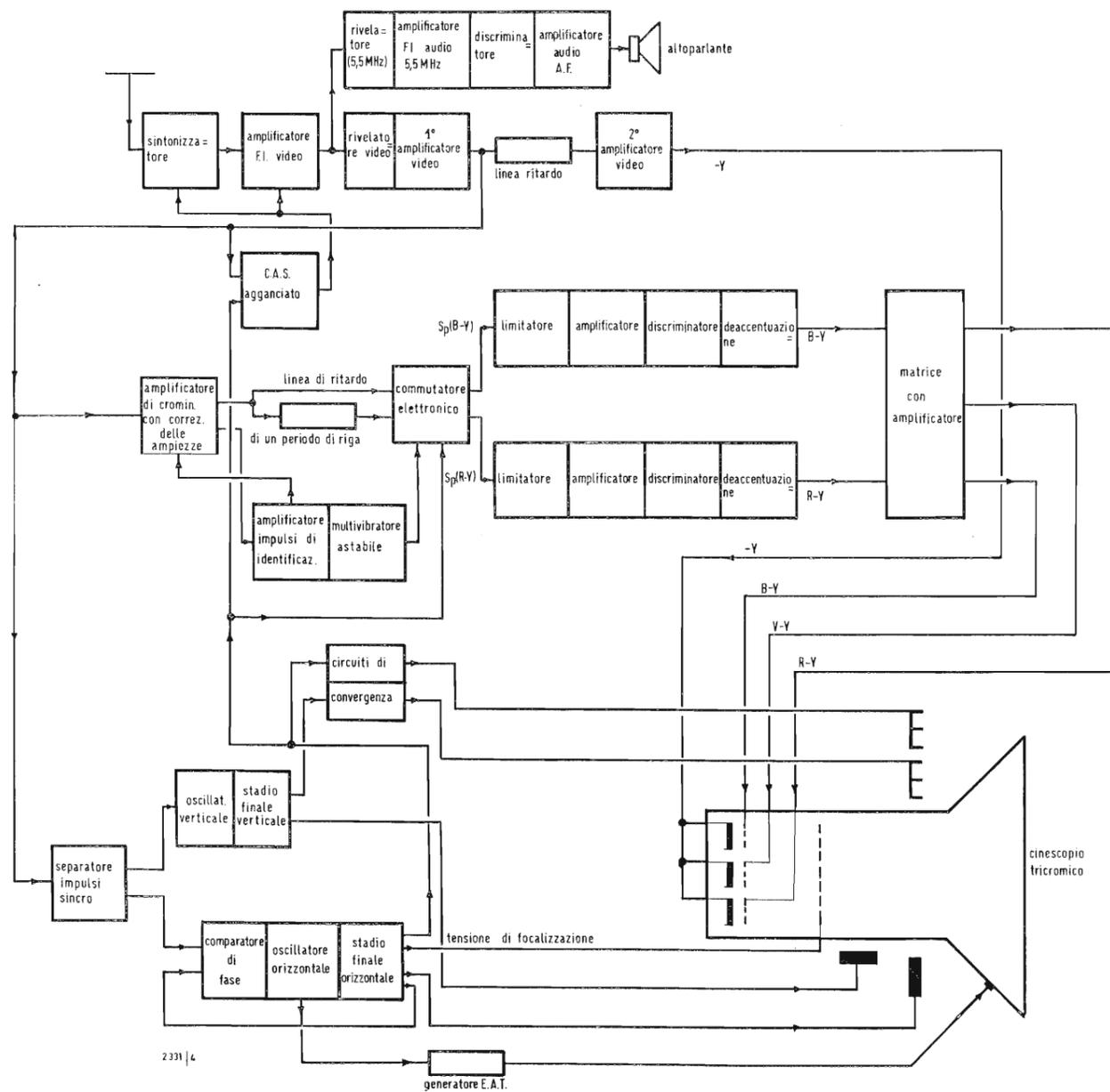



Fig. 3 - Schema a blocchi di un ricevitore di TV a colori per il sistema SECAM. Si nota anzitutto la mancanza dell'amplificatore del burst. Al suo posto, c'è un amplificatore degli impulsi di identificazione, che dà luogo alla giusta fase della commutazione dei due segnali differenze di colori sui demodulatori ad essi predisposti. Ciascuno di questi due demodulatori è composto (corrispondentemente alla modulazione di frequenza della portante di colore) da un limitatore, un amplificatore, un discriminatore e da un circuito di deaccentuazione con amplificatore finale. In questo schema, per la generazione dell'altissima tensione, invece di uno stadio finale orizzontale con tubo regolatore ballast, è usato un generatore di alta tensione separato, che però non ha nulla a che fare col particolare sistema di TVC. Si tratta solo di una variante comunemente applicabile della parte di deflessione.

Ciò è necessario a motivo che qui si trasmette anche la portante del colore. In sostanza si attenua la portante di crominanza di una quantità tale che anche con colori poco saturati non si verifica alcuna interferenza apprezzabile dell'immagine dovuta alla portante di colore nel ricevitore di TV in bianco e nero. Questa attenuazione comporta un avvallamento nella banda di frequenza, ciò che ha condotto alle denominazione «anticloche» (curva a forma di campana rovesciata) v. fig. 2. Se il segnale di luminanza arrivasse in questo intervallo di frequenze con forti valori di punta, la già menzionata attenuazione della portante di colore e della parte adiacente del segnale di crominanza condurrebbe ad una influenza sulla risposta al colore da parte del segnale di luminanza (cross color = interferenza di colore). Per evitare ciò, il segnale di luminanza viene addotto attraverso un filtro passa banda (da 3 a 5 MHz) all'entrata di un rivelatore. Nel raddrizzatore si forma una tensione di regolazione. Con questa, l'amplificazione dei segnali di crominanza, quando la frazione del segnale di luminanza è grande nel campo dai 3 ai 5 MHz, viene aumentata (modulazione supplementare di ampiezza). Così si ottiene che i segnali di crominanza vengono maggiormente amplificati, quando il segnale di luminanza ha una consistenza notevole nel campo del segnale di colore. Per il fatto che si è adottata la modulazione di frequenza, questa esaltazione non ha alcuna sfavorevole influenza sulla trasmissione del colore, perchè essa rimane senza effetto sui segnali demodulati nel ricevitore, a motivo del limitatore ivi disposto.

Col sistema SECAM occorrono impulsi di identificazione per l'ottenimento della commutazione di corretta fase nel ricevitore. Si tratta di impulsi modulati in frequenza, che vengono trasmessi durante le cancellazioni verticali.

Schema a blocchi del ricevitore di TVC Secam.

Lo schema a blocchi rappresentato in fig. 3 si scosta dallo schema a blocchi del ricevitore NTSC solo nella sua parte di crominanza. In accordo con lo schema a blocchi del ricevitore NTSC sono presenti nella sezione di crominanza, a sinistra l'amplificatore del croma e a destra la matrice con amplificatore, dai quali si ricavano le tensioni di pilotaggio per il cinescopio tricromico.

L'angolo a destra, che rappresenta l'amplificatore del segnale cromatico, contiene la nota « con correzione di ampiezza ». Con ciò si vuole chiarire che le ampiezze dei segnali di crominanza nel campo di frequenze della portante di colore, sono esaltate. Con l'esaltazione (fig. 4) si compensa l'attenuazione, che viene operata nel trasmettitore in questo intervallo di frequenze, per diminuire le interferenze della portante di colore nella ricezione con ricevitori per TV B-N.

Secondo la risposta in frequenza del circuito di compensazione, che opera la sopraelevazione, il circuito stesso viene talvolta chiamato circuito cloche (a campana). Da questo circuito, una via del segnale conduce ad una uscita dell'amplificatore del croma immediatamente ed una seconda via di segnale, attraverso un dispositivo di ritardo di una riga, nonché attraverso ad un amplificatore ad essa collegato, conduce al commutatore elettronico, col quale le due componenti del segnale di crominanza vengono addotte ciascuna al proprio blocco predisposto. Si tratta qui di un commutatore bipolare: con un contatto del commutatore, o col corrispondente circuito a diodi, viene collegato il demodulatore (B-Y); con l'altro contatto viene collegato il demodulatore (R-Y), di riga in riga, alternativamente, una volta alla via del segnale non ritardata e un'altra volta a quella ritardata.

Perchè col sistema SECAM si ha a che fare con la modulazione di frequenza, ciascuno dei due blocchi necessari per la demodulazione contiene, oltre ad un amplificatore, un limitatore, un discriminatore ed un circuito di deaccentuazione.

La limitazione e con essa la saturazione di colore conseguente nella riproduzione a colori, è regolabile. Gli amplificatori terminano con gli stadi piloti dei discriminatori. Questi sono circuitalmente simili ai rivelatori a rapporto dei ricevitori radio MF.

I requisiti, che si devono qui fissare per la costanza dei discriminatori adottati, sono molto severi: già modeste dissintonie possono dar luogo a tensioni continue di uscita, che nuocciono alla taratura del bianco del cinescopio tricromico e quindi provocano errori di tinta su vaste superficie.

Dalle uscite dei due blocchi demodulatori, i due segnali differenze di colori (B-Y) ed (R-Y) vengono poi inviati ad una matrice. In questa si forma anche il terzo segnale differenza di colore (V-Y), o si ricavano, con la sovrapposizione del segnale di luminanza, i segnali di colori primari R, V, B.

Una linea conduce dall'amplificatore del croma all'amplificatore degli impulsi di identificazione. Questo lavora insieme con un multivibratore astabile, che generalmente pilota il commutatore elettronico con gli impulsi dei ritorni orizzontali.

Durante gli impulsi di soppressione verticale vengono trasmessi gli impulsi di identificazione all'inizio di ciascuna trama. Mentre il commutatore viene sincronizzato dagli impulsi di ritorno orizzontali, gli impulsi di identificazione procurano la giusta fase di commutazione, cioè l'ordine delle componenti del segnale di crominanza ai convenienti demodulatori.

Nell'amplificatore degli impulsi di identificazione viene infine ricavata, in assenza degli impulsi di identificazione, la tensione che blocca la via del segnale di crominanza nell'amplificatore del colore.

Questa descrizione è evidentemente troppo sommaria. Le consigliamo perciò di acquistare il nostro « Corso teorico pratico di Televisione a colori », il cui volume VII è dedicato al sistema SECAM, che viene ivi ampiamente analizzato anche attraverso le sue non poche varianti (Sécam 1°, 2°, 3°, 3° b ecc.).

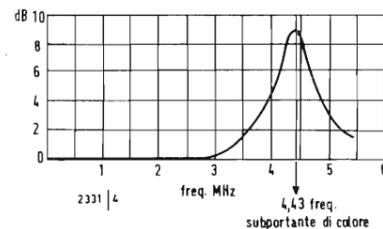



Fig. 4 - Risposta in frequenza per la correzione del segnale di crominanza nel ricevitore. Con questa correzione si compensa l'attenuazione rappresentata in fig. 2.

0867 — Sig. Delle Pizze M. — Venezia

D. Chiede alcuni chiarimenti circa un trasmettitore a transistori per la gamma dei 27 MHz nel quale si fa uso di due transistori del tipo AUY10.

R. In fig. 1 pubblichiamo lo schema aggiornato del trasmettitore a transistori adatto per i 27 MHz, al quale sono state apportate alcune modifiche suggerite dall'uso pratico dello stesso. Il circuito oscillatore è il solito Colpitts controllato a cristallo che pilota lo stadio finale ad emettitore comune, mentre la modulazione è applicata ad entrambi gli stadi.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $R_1 = 6{,}8\ k\Omega$ ½ W, 10 %; $R_2 = 220\ \Omega$ ½ W, 10 %; $R_3 = 2\ \Omega$ ½ W, 10 % oppure 5 resistenze da 10 Ω, 10 %, in parallelo fra di loro; $R_4 = 1\ \Omega$ ½ W, 10 % *(queste due ultime resistenze dovrebbero essere del tipo a bassa induttanza)*.

C_1, C_5 = 5-25 pF, trimmer ad aria; C_2, C_6 = 100 pF, condensatori ceramici; C_3, C_7, C_8, C_{10} = 0,1 μF condensatori ceramici; C_4 = 0,0047 μF condensatore ceramico; C_9 = 10-100 pF, trimmer ad aria.

T_1 = trasformatore di modulazione del tipo usato negli amplificatori. Il rapporto della presa secondaria $n1'/n2'$ deve essere di 1,32/1.

L_1 = 14 spire con presa alla 7ª spira, avvolte su supporto con diametro esterno di 6,35 mm. Spire affiancate di filo di rame smaltato da 0,4 mm. 1,8 μH. Q_0 = 115.

$L_2 = L_3$ = 9 spire affiancate avvolte in aria. Filo di rame smaltato del diametro di 0,70 mm. Diametro interno dell'avvolgimento 4,7 mm. 0,2 μH. Q_0 = 130.

L_4 = 20 spire affiancate di filo di rame smaltato da 0,70 mm. Diametro interno dell'avvolgimento 4,7 mm. Presa alla 4ª spira (n_1) e a 3½ spire (n_2). 0,5 μH. Q_0 = 120.

Transistori: 2-AUY10

Applicando la modulazione sia allo stadio oscillatore-pilota che allo stadio finale si ottiene la massima profondità dell'83 % con distorsione media del 5 %. Riducendo leggermente la tensione di alimentazione (di 1 o 2 volt) è possibile ottenere una profondità di modulazione del 95 %. La potenza di uscita minima ottenibile in RF è di 1,5 W.

La potenza totale di modulazione richiesta è di circa 1,5 W.

L'oscillatore presenta al modulatore una impedenza di carico di 133 Ω mentre il carico del modulatore, dovuto allo stadio finale, è di 125 Ω.

Alla massima modulazione ed alla massima temperatura ambiente ammessa (50°) il transistore oscillatore, fissato direttamente al telaio, richiede un radiatore di calore la cui resistenza termica sia di 4,4° C/W mentre il transistore finale richiede un *K* di 6,7° C/W. Detti valori si ottengono usando rispettivamente 90 cm² di lamierino annerito dello spessore di 1,3 mm e 55 cm² dello stesso materiale avente 1 mm di spessore.

Nella costruzione dell'apparecchio si deve avere la solita accortezza di ridurre la lunghezza dei conduttori al minimo possibile. I transistori dovranno essere sufficientemente vicini affinchè il condensatore di accoppiamento C_6 abbia terminali molto corti. Per contro, allo scopo di evitare « punti caldi » sul telaio i transistori se sono montati su un unico radiatore di calore non devono essere sistemati esageratamente vicini fra loro. Il tipo di telaio più adatto è quello a forma di « *U* ».

Il circuito finale dovrà essere sintonizzato in modo perfetto, e con l'antenna staccata, prima di applicargli la modulazione, allo scopo di non superare la corrente massima di collettore ammessa. Naturalmente la massima corrente di uscita corrisponderà alla minima corrente media di collettore. I condensatori C_1 e C_5 saranno regolati alternativamente in modo da ottenere la massima RF in uscita.

La tabella 1 indica le misure, prelevate su alcuni campioni, senza modulazione.

(P. Soati)

Tabella 1

Uscita				Oscillatore			
I_{DC}	P_{ingDC}	P_u sul carico	Rendimento collettore	V_{CE} picco	I_{DC}	P_{ing}	V_{CE} picco
(mA)	(W)	(W)	(%)	(V)	(mA)	(W)	(V)
175	3,5	1,65	52	14,5	150	3	14

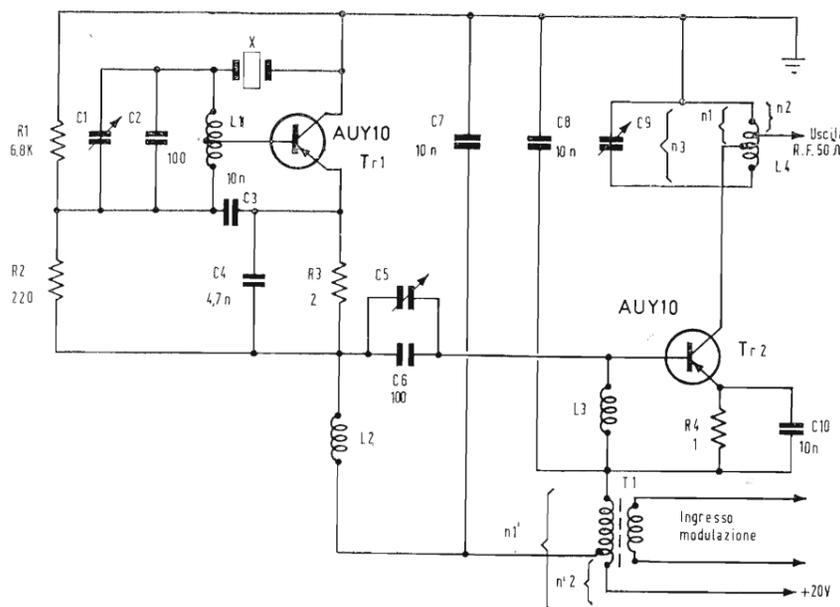



Fig. 1/0867

0868 - Sig. Medelin A. - Ghedi

D. È mia intenzione costruirmi un amplificatore stereofonico basandomi sullo schema della Philips da Voi pubblicato sulla rivista « Alta Fedeltà » del luglio 1958 n° 7 pag. 182. Chiedo: *a)* È consigliabile l'impiego del trasformatore di uscita PK50812 Philips, oppure esiste uno schema più aggiornato o modificato per l'impiego del suddetto trasformatore? *b)* Quali altoparlanti adotterò due 9710M Philips, ma per ragioni estetiche non vorrei adottare il classico bass-reflex consigliato dalla Philips e da Voi sulla rivista « L'Antenna » del luglio 1965 n° 7, pag. 325, risposta n° 0728.

Sarei propenso per la costruzione della cassetta acustica (una per altoparlante, naturalmente) completamente chiusa per riproduzione stereo consigliata dalla Philips su un opuscolo (a pagina 10) dedicato alla costruzione delle cassette acustiche e bass-reflex adatte per i suoi altoparlanti, ma stranamente per detta cassetta non è specificato il tipo di altoparlante.

R. Lo schema in oggetto è tuttora valido e bene si adatta al trasformatore di uscita PK50812 Philips trascurando le prese primarie per gli schermi. Avvertiamo che allo schema da noi pubblicato bisogna apportare le seguenti correzioni:

a) togliere il collegamento fra l'anodo del tubo EF86 e l'anodo del 1° triodo del tubo ECC83;

b) la resistenza di controreazione deve essere 2,2 kΩ e non 2,2 MΩ;

c) le griglie 1 dei tubi EL84 non sono collegate al catodo e al soppressore.

La Philips ha in seguito elaborato una 2ª versione dell'amplificatore in oggetto; le differenze principali rispetto alla 1ª versione consistono nella polarizzazione separata dei catodi dei tubi finali EL84 ($R = 270\ \Omega$ con carico normale, $R = 437\ \Omega$ con carico ridotto, $C = 50$ μF/25 V); nell'aver messo in parallelo alla resistenza di carico dell'EF86, un gruppo $R = 10\ k\Omega$ in serie con 330 pF e in qualche ritocco ad altre costanti circuitali. La 2ª versione è illustrata su « Informazioni Tecniche » in un numero che riassume i n° 11-12-13 del « Bollettino Tecnico d'informazione ».

2) La cassetta di pag. 10 dell'opuscolo Philips è adatta al 9710M; essa differisce da analoga cassetta indicata per il 9710M e riportata a pag. 8 dello stesso opuscolo, solo per la posizione dell'altoparlante riportato sulla parete piccola quadrata, anzichè su un lato lungo. Può quindi essere usata tranquillamente tanto la 1ª, quanto la 2ª cassetta, senza pregiudizio della qualità. È ovvio che per stereofonia è preferibile attenersi al tipo di pag. 10.

a.f.

0869 - Sig. Atienza G. - Napoli

D. Alcune riviste tecniche straniere come la « Wireless World » hanno pubblicato descrizioni dettagliate per la costruzione di un organo elettronico. Desidererei sapere se esistono pubblicazioni in merito in Italia. Avendo realizzato gli oscillatori nonchè i modulatori ad anello ed il vibrato (tutto a transistor) non riesco ad ottenere il timbro caratteristico dell'organo. Chiedo se la rivista « l'antenna » può dedicare qualche articolo in merito, esauriente, per la realizzazione oppure se possibile pubblicare o farmi pervenire uno schema orientativo.

R. Siamo lieti di comunicarle che abbiamo pubblicato un articolo riguardante la costruzione di un organo elettronico a 2 tastiere (una per la melodia, l'altra per l'accompagnamento) sul n. 5 de «l'antenna» nella rubrica dedicata all'Alta Fedeltà (pag. 224). La messa a punto degli oscillatori è alquanto laboriosa e l'ottenimento del timbro d'organo dipende dalla sovrapposizione dei suoni di detti oscillatori.

Nell'articolo in oggetto sono dati lo schema e vari particolari costruttivi, nonchè il procedimento di messa a punto.

Non è però impossibile procurarsi Riviste estere; basta incaricare una Libreria importatrice come Hoepli, o la Libreria Internazionale Sperling-Kupfer, che nel giro di qualche settimana Le può far avere quanto desidera.

Per sua conoscenza Le ricordiamo gli articoli più noti della letteratura straniera riguardanti gli organi elettronici:

Wireless World;

— Organo elettronico a transistori, n° 5, maggio '66, V. 72, pag. 219÷224;

— I semiconduttori negli organi elettronici, n° 6, giugno '66, V. 72, pag. 286÷290, T. D. Towers;

— Semplice organo elettronico per costruttore dilettante, n° 7, luglio '66, V. 72, pag. 351÷356, T. D. Towers;

— Costruzione di un semplice organo elettronico, n° 8, agosto '66, V. 72, pag. 385÷390, T. D. Towers.

— Organi elettronici, n° 2, febbraio '67, V. 73, pag. 94÷97, J. W. Machin.

Radio Mentor;

— Strumenti musicali elettronici, P. II, n° 2, febbraio '65, A. 31, p. 110÷116, R. Bierl;

— Id. Parte III, Organi Elettronici, n° 3, marzo '65, A. 31, pag. 186÷191, R. Bierl.

a.f.

0870 - Sig. Puccini A. - Firenze

D. Per approfondire l'argomento della tesi di laurea gradirei sapere dove trovare informazioni riguardanti i seguenti argomenti:

1) teoria del sistema multiplex FM per segnali stereofonici che sarà usato in Italia;

2) trasmissione di tali segnali per mezzo di ponti radio (con particolare riferimento ai problemi di sincronizzazione delle portanti e alla compensazione delle deviazioni di fase).

In relazione a quanto richiesto ho trovato che si è interessato dell'argomento il « Gruppo di Lavoro S » dell'U.E.R. in una riunione del 1962. Come reperire, se possibile, notizie di tale riunione?

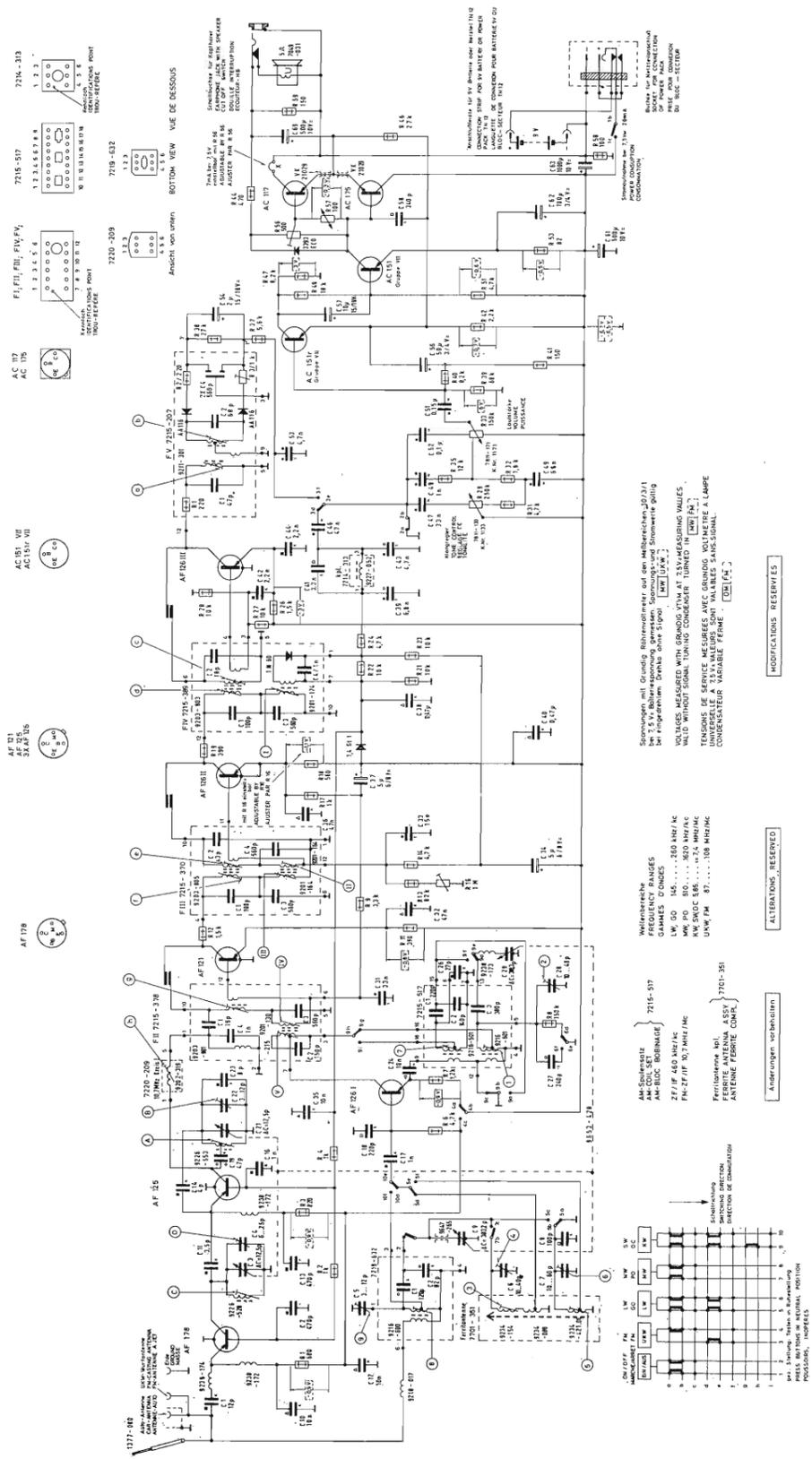
R. Circa il preciso sistema di trasmissione in Italia, occorre rivolgersi direttamente alla RAI-TV. Tuttavia tale sistema non può differire nella sostanza da quello approvato dalla FCC il 20 aprile 1961. Le alleghiamo perciò una bibliografia sull'argomento (*); le caratteristiche dello standard di trasmissione stereofonica sono precisate al comma 3.322 del documento 13506 della FCC.

Ricordiamo che l'argomento è pure brevemente trattato nell'articolo intitolato « Adattatore stereo multyplex a M.F. » di D. R. Von Recklinghausen, pubblicato sulla rivista « Audio » giugno '61 p. 21 e 23.

L'unico Ente in Italia, che è in grado di procurare documenti delle riunioni radio internazionali, è l'ANIE. Le consigliamo pertanto di fare richiesta al Segretario generale ANIE sig. Silvano Ercolani; Milano, via L. Manara 1 - Tel. 790.912 opp. 799.064/66.

(*) A. M. Rosie: Information and Communication Theorie, Black. Son Ltd, Glasgow-Londra, cap. 7.

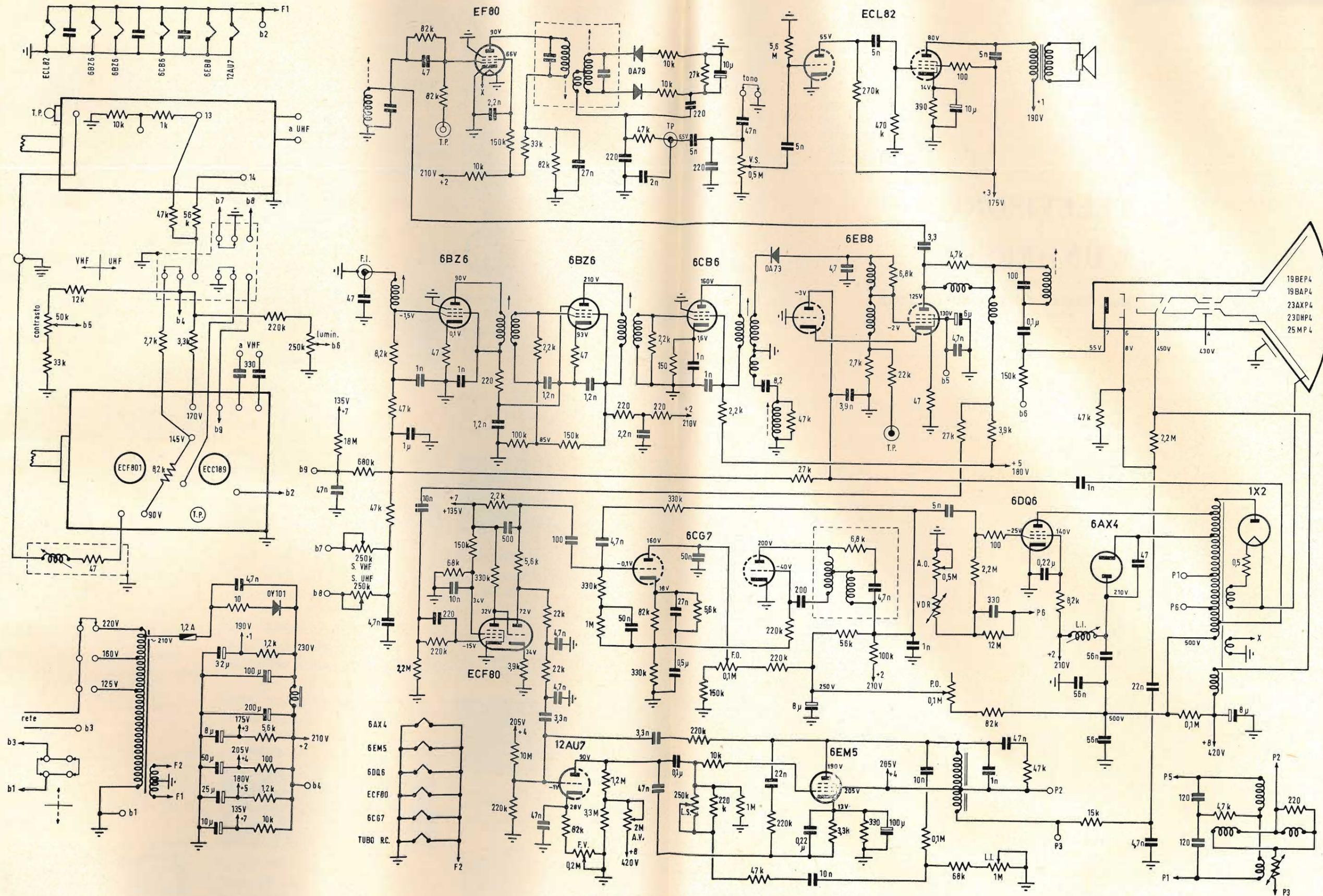
— XII Congresso per l'elettronica Roma 21÷25/VI/'65, V. 2°, Rassegna Internazionale elettronica nucleare, Telecomunicazioni, Audio, Cinematografia - Roma, via Crescenzio 9.

a.f.

Schema elettrico del radioricevitore GRUNDIG mod. Music Boy 206 - Transistor 560 - 500U

TELEVISORE WÜNDERSEN

Mod. UD91 - UD32 - B911 - B932

Schema elettrico del radioricevitore GRUNDIG mod. Music Boy 206 - Transistor 560 - 500U

WÜNDERSEN mod. UD91 - UD32 - B911 - B932

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

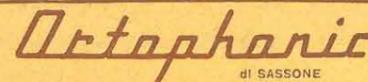
PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTÀ REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

MAGNETOFONI CASTELLI - S.P.A.
S. Pedrino di Vignate
(Milano) - Tel. 956.041

Ortophonic
di SASSONE
Via Benedetto Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuzione impianti.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PRODEL - Milano
Via Plezzo, 16
Tel. 298.618 - 230.930

PADOVA
Via G. Filangeri, 18 - Telefono 20838

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: **MILANO**
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via Del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

M. C. E. - Milano
montaggio complessi elettromeccanici
Via Labeone, 22 - Tel. 716.427

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via Col di Lana n. 44 - Telef. n. 39.265

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

ANTENNE

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI

Piazza S. Maria Beltrade 1
MILANO

Centro Vendite S.A.I.
Tel. 803116-7-8
Int. 007-004-009

Consulenza Tecnica
Progettazione
Assistenza
Manutenzione

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

LA BIANTENNA s.n.c. - Milano
di Lo Monaco Aurelio & C.
Viale Umbria 37 - Tel. 584.637
Antenne TV ed accessori

Elettronica Industriale
Lissone (Milano) Via Pergolesi 30
Centralini a transistori e a valvole e acc. per impianti d'antenne collettivi

---

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

LIONEL S.r.l. - Milano
Via Livigno, 6/B
Tel. 60.35.44 - 60.35.59

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Tel. 706235 - 780101
Via C. Poerio 13
ANTENNE KATHREIN

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

RAPPRESENTANZE ESTERE

BRITISH COMMUNICATIONS CORPORATION
Radiotelefoni veicolari e portatili VHF, HF SSB -
WEMBLEY

BCC

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

MAX ENGELS
Antenne Radio e Televisione
WUPPERTAL

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Servizio Assistenza Impianti
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

STORNO
Radiotelefoni VHF fissi, veicolari portatili e marittimi
COPENHAGEN

Storno

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

CEDAMEL
Apparecchi e materiali per lo insegnamento linguistico
PARIGI

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

HAMMARLUND MANUFACTURING COMPANY NY
Radioricevitori e trasmettitori ad onde corte
MARS HILL

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

BOUYER

BOUYER
Elettroacustica
Amplificatori B. F.
Altoparlanti
Linee di suono
MOUTAUBAN

RADIO BACCHINI ALLOCCHIO
Servizio Assistenza Impianti

MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116
803.117 - 803.118

STONER
Ricetrasmettitori S S B
ALTA LOMA

STONER

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116
803.117 - 803.1i

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - **Evershed & Vignoles - Tinsley Co.**

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVESTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
Milano - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Calcolatori elettronici analoghi ADI - Campioni e Ponti SULLIVAN - Regolatori di tensioni WATFORD - Strumenti elettronici DAWE - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Vitt. Veneto - lel. 4102

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA (Belluno)
Costruz. Elettroniche Profess.

GIANNONI SILVANO
Via Lami, 3 - Tel. 30636
S. Croce sull'Arno (Pisa)
TUTO IL MATERIALE PER TECNICI E RADIOAMATORI

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9060424

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

C.A.R.T.E.R. s.a.s. - Torino
Via Saluzzo, 11
Telefoni 651.148 - 657.309
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

DINAPHON s.r.l.
Radio e Televisione
Sede: **VASTO (Chieti) - Tel. 25.82**
Stab.: **PAVIA - Via Lovati, 33**
Tel. 31.361 - 39.241

---

emme esse
Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

INDUSTRIA FILATI DI LINO E CANAPA S.p.A.
Vimercate - Via C. Galbusera, 11
Refi di lino e nylon per cablaggi

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LANZONI G. - Milano
Via Comelico, 10 - Tel. 58.90.75
Elettromateriali - Cavi - Antenne e Centralizzati - Televisori - Radio - Parti staccate elettroniche.

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcalino manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32.562

MELCHIONI S.p.A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 20-21
Valvole, Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi

---

MINSTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

PASINI & ROSSI - GENOVA
Via SS. Giacomo e Filippo, 31
Tel. 893.465 - 870.410
MILANO
Via A.da Recanate, 4 - Tel. 278.855
NAPOLI
Piazza Garibaldi, 80 - Tel. 226.582
Tubi elettronici - Semiconduttori - Trasformatori d'uscita - Altoparlanti - Cartucce e puntine.

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

RAYTHEON-ELSI - Milano
Via Fabio Filzi 25 a
Telefono 65.46.61

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Radio Televisione
Piaza S. Maria Beltrade, 1
Telef. 803.116 - 803.117 - 803.118

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43
Telefono 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Milano - Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

NOVA - Milano
C. P.ta Nuova 48 - Tel. 650860-664938
Televisori - Radio

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's
Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

WUNDERSEN
Via Madonna dello Schioppo, 38
CESENA (Forlì)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 a - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITA' DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettronica.
Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.
Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm, rilegato in tela Lire 6.000

PREPARIAMOCI AL COLORE

Entro l'anno prossimo le principali nazioni europee, e forse anche l'Italia, inizieranno delle trasmissioni più o meno regolari di televisione a colori. Mancano però i tecnici per la costruzione, servizio e riparazione di televisori a colori. La tecnica della TV a colori pur prendendo le basi fondamentali dalla normale TV in bianco-nero, se ne discosta però notevolmente in tutto ciò che riguarda la parte cromatica, cioè la formazione dell'immagine a colori, governata da leggi fisiche e matematiche piuttosto complesse che non si può fare a meno di conoscere per potersi rendere conto del funzionamento dei vari circuiti. Data la molto scarsa ed incompleta bibliografia esistente oggi riguardo a questo argomento la Casa Editrice Il Rostro presenta il Corso Integrale di TV a colori redatto da cinque noti specialisti e coordinato dall'ing. Alessandro Banfi che ha seguito praticamente l'evoluzione della TV a colori sin dagli inizi.

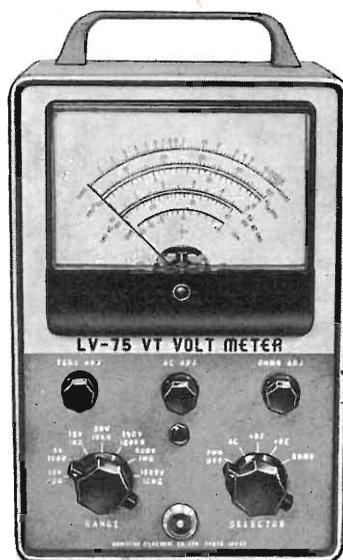
LEADER TEST INSTRUMENTS

MILLIVOLTMETRO PER C.A.

E' un voltmetro ad alta sensibilità, studiato per la misura ed il controllo di tensioni alternate a basso livello nei circuiti con segnali di Bassa Freuenza. L'impiego di uno stadio di ingresso ad accoppiamento catodico, e l'elevata impendenza di ingresso, consentono di eseguire misure con minimo effetto di carico sul circuito sotto prova. Lo stadio amplificatore è del tipo « cascode » ad alta stabilità.

CARATTERISTICHE

PORTATE DI TENSIONE	10 30, 100 e 300 mV eff.
FONDO SCALA	1, 3, 10, 30, 100 e 300 V eff.
RESPONSO ALLA FREQUENZA	± 1 dB da 10 Hz a 800 kHz
PRECISIONE	± 3% fondo scala
IMPENDENZA DI INGRESSO	3 Mohm; adattatore 15 pF; cavo 40 pF
SCALE DELLO STRUMENTO	0-10 V, 0-3 V, dB (0 dB = 0,775 V)
VALVOLE USATE	1-6C4 2-12AT7
ACCESSORI	1 cavo di ingresso 1 adattatore
ALIMENTAZIONE	C.A. 50 Hz; 100, 115 o 230 V come precisato; 8 VA circa
DIMENSIONI E PESO	cm 15x22,5x10,5; 2 kg

Mod. LMV - 85

Mod. LV - 75

VOLTMETRO A VALVOLA

Il modello LV-75 è uno strumento per impieghi generici, che consente l'esecuzione di misure di tensioni continue ed alternate, di resistenza (in ohm) e di livelli in decibel. Si rivela assai utile per il collaudo ed il controllo dei circuiti di apparecchiature elettroniche.

CARATTERISTICHE

VOLT C.A. **Portate fondo scala**	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V eff. 4,2 - 14 - 42 - 140 - 420 - 1.400 V p-p
IMPENDENZA DI INGRESSO	1 Mohm alla frequenza di 1 kHz
CAPACITA' IN PARALLELO	Con «probe»: 75 pF, 1,5 - 150 V 60 PF, 500 - 1.500 V
RESPONSO	Lineare da 25 Hz ad 1 MHz
PRECISIONE	± 3% fondo scala
VOLT C.C. **Portata fondo scala**	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V
Resistenza di ingresso	11 Mohm (1 Mohm con «probe»)
Capacità in parallelo	2,4 pF max.
Precisione	± 3% fondo scala
RESISTENZE **Gamma al centro scala**	10 - 100 - 1k - 10k - 1M - 10 Mohm
Precisione	entro il 5% dell'arco
Decibel	Da—10 a + 66 dB, rif. 1 mW = 0 db su 600 ohm
INDICATORE	115 mm, con strumento da 200 μA f.s.
VALVOLE USATE	2-6AL5 1-(1-12AU7)
ACCESSORI	«Probe» per C.A./OHM, e C.C.
ALIMENTAZIONE	C.A.« 50 Hz, 100, 115 o 230 V come richiesto: circa 8,5 VA
DIMENSIONI E PESO	cm 15x22,5x10,5; 2 kg

TV FM RADIO & AUDIO

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

International s.p.a. ★ **20129 MILANO**

VIALE PREMUDA 38/a - TEL. 76 57 62/63 - 78 07 30